16

ELETRÔNICA RÁDIO E TV

SUMÁRIO

INSTITUTO UNIVERSAL BRASILEIRO

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO-TV
16ª LIÇÃO TEÓRICA
SISTEMA SUPER-HETERÓDINO DE RECEPÇÃO

Introdução

Nesta lição, analisaremos o sistema de recepção por batimentos, chamado de super-heteródino; tem aceitação universal, mercê de suas extraordinárias qualidades, como mostraremos em seguida.

O sistema é de domínio universal e dificilmente se encontram receptores comerciais cujo funcionamento não se baseie no sistema super-heteródino. Em razão de sua importância, dedicamos a ele esta lição, sendo que voltaremos ao assunto mais tarde.

I - Inconvenientes do receptor de RF sintonizado

Como indicamos na lição anterior, os principais inconvenientes do receptor de radiofreqüência sintonizada são:

1º) Instabilidade

A instabilidade é uma conseqüência do elevado ganho de que se necessita para que o sinal de RF atinja o valor adequado ao bom funcionamento do detetor. Tal instabilidade se manifesta sob a forma de oscilações espúrias, que se traduzem no alto-falante como apitos, roncos ou silvos.

2º) Dificuldade mecânica

Para se conseguir ganho elevado são necessários vários estágios amplificadores, sintonizados na **mesma** freqüência. Se se tratasse de freqüência fixa, não haveria dificuldade; entretanto, o aluno sabe que o receptor deve sintonizar uma larga faixa de freqüência; conseqüentemente, a sintonização deve ser efetuada por capacitores ou indutores variáveis. Para que seja correto o funcionamento de todos os estágios amplificadores de RF, a variação da capacitância ou indutância deve ser simultânea e igual para todos eles, caso contrário, comete-se o que se chama de **erro de rastreio**, comprometendo a sensibilidade e seletividade da recepção. Ora, comandar, ao mesmo tempo, mais de três circuitos sintonizados implica no uso de componentes ou de dispositivos mecânicos especiais.

3º) Resposta de freqüência desigual ao longo da faixa

Nos receptores de RFS, a resposta de freqüência não é a mesma em toda a faixa de sintonia, pois, como o aluno sabe, à medida que a freqüência aumenta, diminui a amplificação, em conseqüência das capacitâncias internas dos transistores.

Não é difícil de imaginar que todos esses problemas desaparecem, quando se trata de amplificar uma freqüência constante e relativamente baixa. Raciocinando dessa maneira, Armstrong, nos Estados Unidos da América do Norte, e Lévy, na França, criaram o sistema de recepção por batimentos, denominado de **super-heteródino**

II - Sistema super-heteródino

Na lição anterior, apresentamos ao aluno o sistema heteródino, o qual, como se recorda, consiste no batimento da onda de radiofreqüência com uma outra bastante próxima, detetando-se, dessa maneira, as freqüências audíveis. Qualquer estágio amplificador que se acresça ao detetor heteródino somente influirá na audiofreqüência, isto é, não alterará a seletividade ou sensibilidade do receptor. Por outro lado, estágios anteriores ao detetor correspondem a amplificar diretamente a RF com as vantagens e inconvenientes da RFS que conhecemos.

No sistema super-heteródino, há duas deteções: na primeira delas o sinal de entrada, ou seja, aquele da emissora que se sintoniza, é detetado por heterodinagem, resultando uma freqüência fixa de valor superior ao das freqüências audíveis - donde se originou o nome super-heteródino, que quer dizer heteródino supersônico, freqüência essa chamada de **intermediária** e comumente abreviada por FI. Na segunda deteção, do sinal fixo de FI, são extraídas as informações úteis que, no caso do receptor de rádio, são as de áudio.

O objetivo principal da recepção pelo sistema super-heteródino, também chamado de **recepção por conversão de freqüência** é o de evitar que se tenha de ampliar sinais de freqüência muito elevadas, como as de ondas curtas, por exemplo, em razão das dificuldades que já são do conhecimento do aluno.

III - Receptor super-heteródino

Na **figura 1**, apresentamos o diagrama de blocos de um receptor super-heteródino, desde a antena até o alto-falante, que passaremos a analisar separadamente.

1 - Amplificador de RF

No primeiro bloco representamos o estágio denominado amplificador de RF. A finalidade desse estágio é **elevar** o nível dos sinais recebidos na antena. A amplificação de RF já foi estudada em lições anteriores. Devemos apenas acrescentar que **não são todos os**

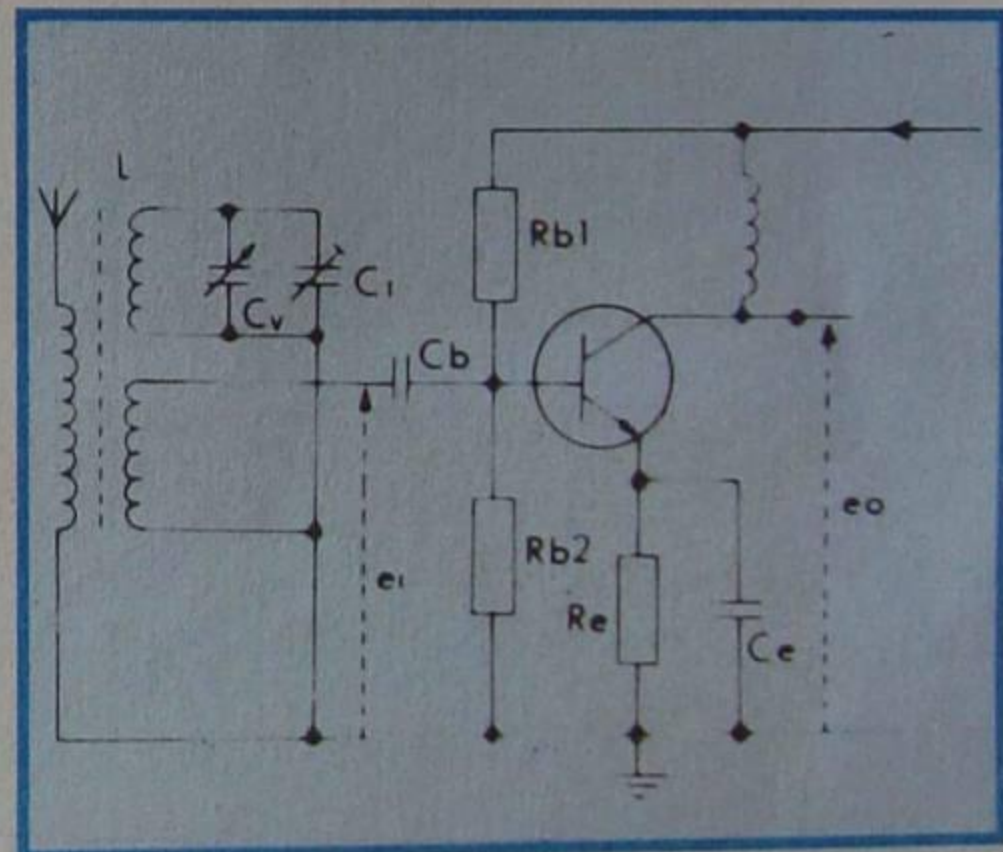



Figura 2 - Estágio amplificado de RF.

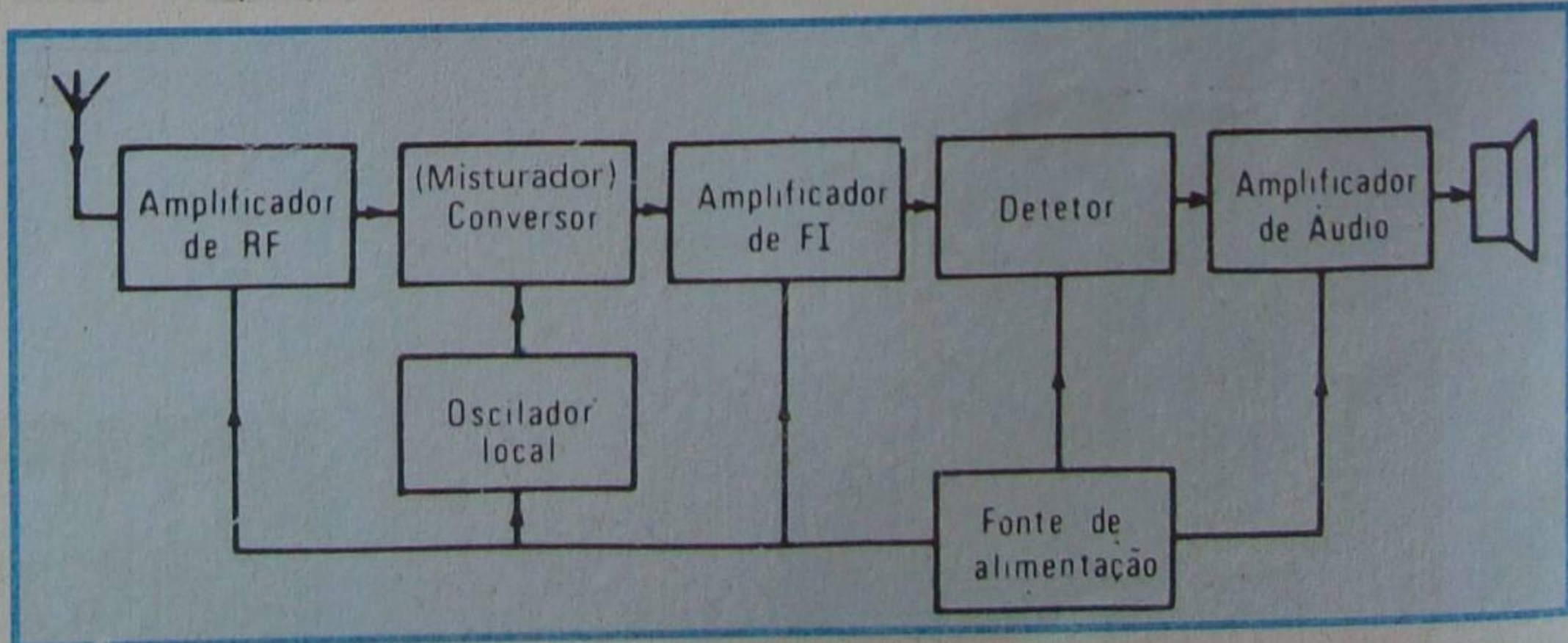



Figura 1 - Diagrama de blocos de um receptor super-heteródino.

receptores que possuem a etapa amplificadora de RF, porque a maior parcela de ganho é proporcionada pelo estágio amplificador de freqüência intermediária, o que dispensa a amplificação prévia, a não ser que se pretenda obter sensibilidade muito elevada.

O estágio amplificador de RF, nos receptores de rádio, quando existe, é do tipo convencional, como o transistorizado, da **figura 2**. Como se observa nesta figura, o sinal recolhido na antena é sintonizado pelo circuito ressonante formado pelo indutor **L** e o capacitor $C_V + C_T$, e aplicado à base do transistor, sendo, então, amplificado e recolhido no circuito de saída, ou seja, no coletor do transistor. Em nossa figura, representamos por e_i a tensão do sinal de entrada e por e_o a tensão do sinal de saída. Esta última tensão, como o aluno sabe, é aplicada ao estágio misturador, onde é convertida no sinal de freqüência intermediária.

2 - Oscilador local e misturador

Como afirmamos linhas atrás, grande parte dos inconvenientes do receptor de radiofreqüência sintonizada seria superada, se se tratasse de amplificar uma só freqüência ou uma estreita faixa de freqüência, principalmente no caso de essa faixa ser relativamente baixa.

O sistema super-heteródino veio resolver o problema, fazendo com que qualquer freqüência sintonizada pela antena seja transformada em outra mais baixa e, portanto, fácil e comodamente amplificável.

A mudança de freqüência de uma onda para outro valor é efetuada pelo método dos batimentos, ou seja, da heterodinagem. Assim, a onda de freqüência alta é misturada com outra de freqüência diferente, dando, como resultado, várias outras. Dessas, as de maior interesse são as freqüências soma e diferença, por serem as duas de maior amplitude. Para a recepção pelo sistema super-heteródino interessa particularmente a freqüência diferença.

Como se percebe, há necessidade de duas freqüências. Uma delas é a que se recebe na antena, correspondendo à da emissora recebida. A outra deve ser produzida no receptor, através de um oscilador de RF. Este oscilador é chamado de **oscilador local**, pelo fato de se localizar no próprio receptor. Este oscilador local gera uma onda de RF pura, ou seja, sem modulação.

Suponhamos, portanto, que na antena se receba uma emissora cuja freqüência central seja de 1 000 KHz. Essa emissora transporta consigo a modulação; logo, sua faixa de freqüências varia desde 1 000 KHz - 5 KHz = 995 KHz, até 1 000 KHz + 5 KHz = 1 005 KHz.

Admitamos, agora, que o oscilador local gere uma onda fixa de 1 455 KHz. Misturando as duas ondas, ou seja, a recebida na antena com a gerada no oscilador local, haverá batimento e teremos:

1 455 - 1 000 = 455 KHz
1 455 + 1 000 = 2 455 KHz

Como estamos interessados em amplificar freqüências baixas, é claro que nos interessa o batimento diferença, ou seja, os 455 KHz. Essa freqüência é batizada com o nome de **freqüência intermediária** e abreviada por **FI**. Logicamente, para que essa FI seja útil, ela deve conservar a forma de modulação do sinal de entrada, pois a finalidade do receptor é justamente a de extrair as informações de áudio, ou seja, a modulação da portadora de RF. Isso realmente acontece, quando o estágio amplificador de FI possui uma banda passante adequada.

No nosso exemplo, o valor de 455 KHz corresponde à freqüência intermediária central, a qual leva consigo as freqüências de modulação.

É fácil de perceber que, para manter constante o sinal de FI, será necessário modificar a freqüência do oscilador local sempre que se mudar a sintonia do sinal de entrada. Assim, se desejarmos sintonizar a emissora cuja freqüência é de 1 300 KHz, o oscilador local deverá gerar freqüência de 1755 KHz, para que a diferença:

1 755 - 1 300 = 455 KHz

tenha o valor da FI adotada. Deste modo, a sintonia do oscilador local deve variar simultaneamente com a do circuito de entrada. Para tanto, costuma ser empregado o capacitor variável de duas ou três secções em "tandem".

O estágio que faz o batimento dos dois sinais é chamado de **misturador** ou **conversor**. Na **figura 3**, apresentamos o diagrama de blocos que ilustra a transformação de um sinal modulado de entrada em outro, também modulado, mas de freqüência mais baixa. Como se pode notar, o estágio misturador ou conversor recebe o sinal de RF da antena ou de um amplificador de RF, e o sinal de RF não modulado gerado no oscilador local.

a) Oscilador local

O oscilador local pode ser de qualquer dos tipos que estudamos em uma das lições anteriores; todavia, a preferência tem recaído sobre o oscilador Hartley. A mudança de freqüência do oscilador é feita variando-se a indutância ou a capacitância. Devido à facilidade mecânica, o processo de maior uso na prática é o da variação da capacitância. Para esse fim, são construídos capacitores variáveis de duas ou três secções, comandadas por um único eixo. Nos de duas secções, uma delas é destinada a sintonizar o circuito de entrada e a outra, o oscilador local. O de três secções é usado quando o receptor tem uma etapa amplificadora de RF sintonizada.

O método da variação da freqüência pela modificação da indutância também é usado, porém em muito menor escala. Seu emprego é mais freqüente nos receptores para carros (auto-rádios) e sintonizadores de FM (freqüência modulada), embora o aluno também possa encontrar receptores de mesa que empreguem esse processo.

Na **figura 4**, apresentamos um circuito típico de oscilador utilizando um transistor.

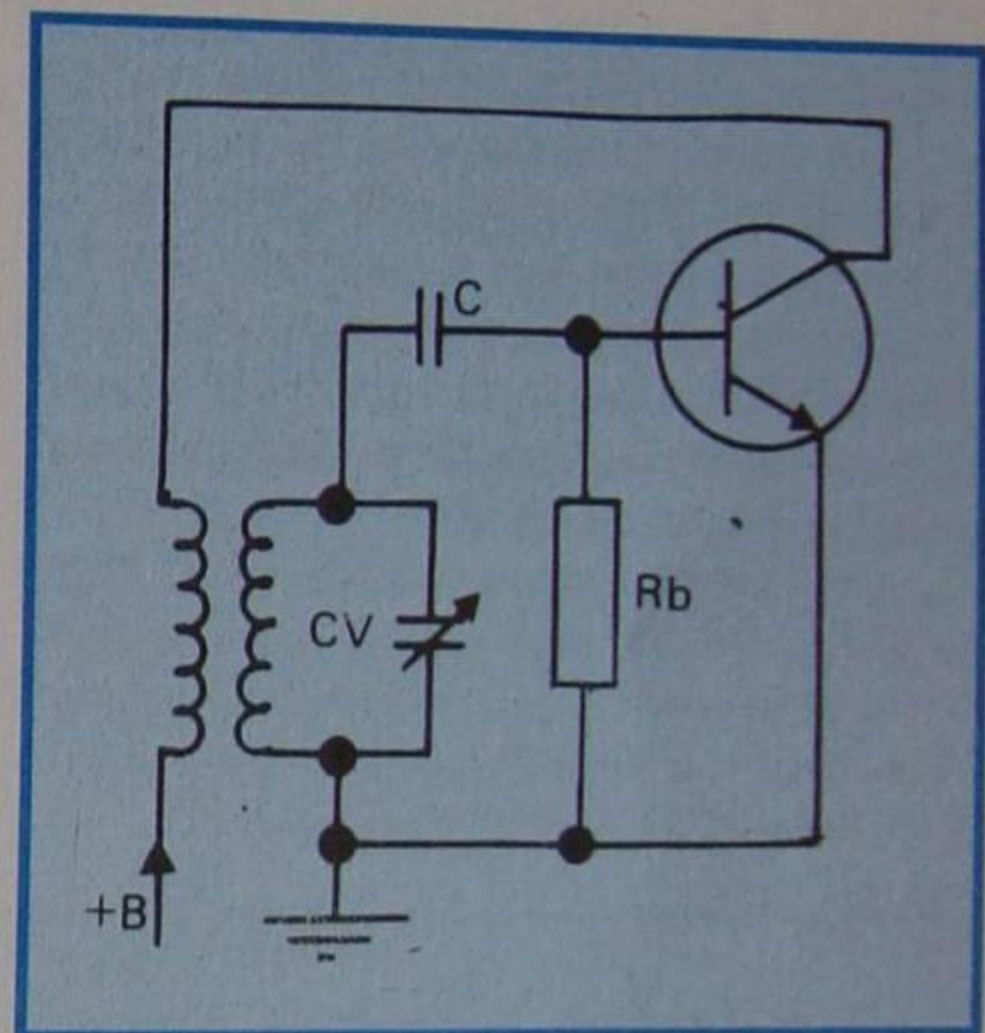



Figura 4 - Oscilador com um transistor.

b) Conversor

O dispositivo que mistura os dois

Figura 3 - Diagrama de blocos com formas de onda em cada estágio.

sinais, ou seja, o de entrada e o do oscilador local é, como afirmamos, o **conversor** ou **misturador**.

Conversor transistorizado

Para o conversor de freqüência transistorizado há duas possibilidades, ou seja:

1ª) **Empregar dois transistores**: Neste caso, um dos transistores atua como misturador e o outro como oscilador-separador.

Na **figura 5**, mostra-se um circuito conversor utilizando dois transistores. O transistor T_2 é o oscilador e o T_1 o misturador. O oscilador funciona na configuração de base à massa. Note que o capacitor C_b aterra a base para os sinais de RF. O misturador atua na configuração de emissor à massa. O sinal do oscilador local é injetado no emissor do transistor-misturador. O sinal de entrada e_i é aplicado à base. O sinal de saída, e_o, correspondente à diferença entre os dois anteriores, é recolhido no coletor do transistor-misturador e sintonizado, pelo transistor de FI. No circuito apresentado (figura 5), o sinal do oscilador local é injetado no emissor do transistor-misturador; entretanto, nada impede que ele seja aplicado a qualquer dos outros terminais do transistor. No circuito da **figura 6**, por exemplo, a regeneração do oscilador é entre base e coletor, e não emissor-coletor, como na figura 5, e o sinal do oscilador é aplicado à base do transistor-misturador.

2ª) **Empregar um transistor**: Nos receptores transistorizados alimentados por pilhas, procura-se diminuir o número de componentes, para que o consumo de energia seja o menor possível, e também para minimizar o volume do aparelho que, no caso dos portáteis, é uma característica importante. Em sendo assim, desenvolveu-se o circuito conversor que emprega apenas um transistor, o qual desempenha as funções de oscilador local e conversor simultaneamente.

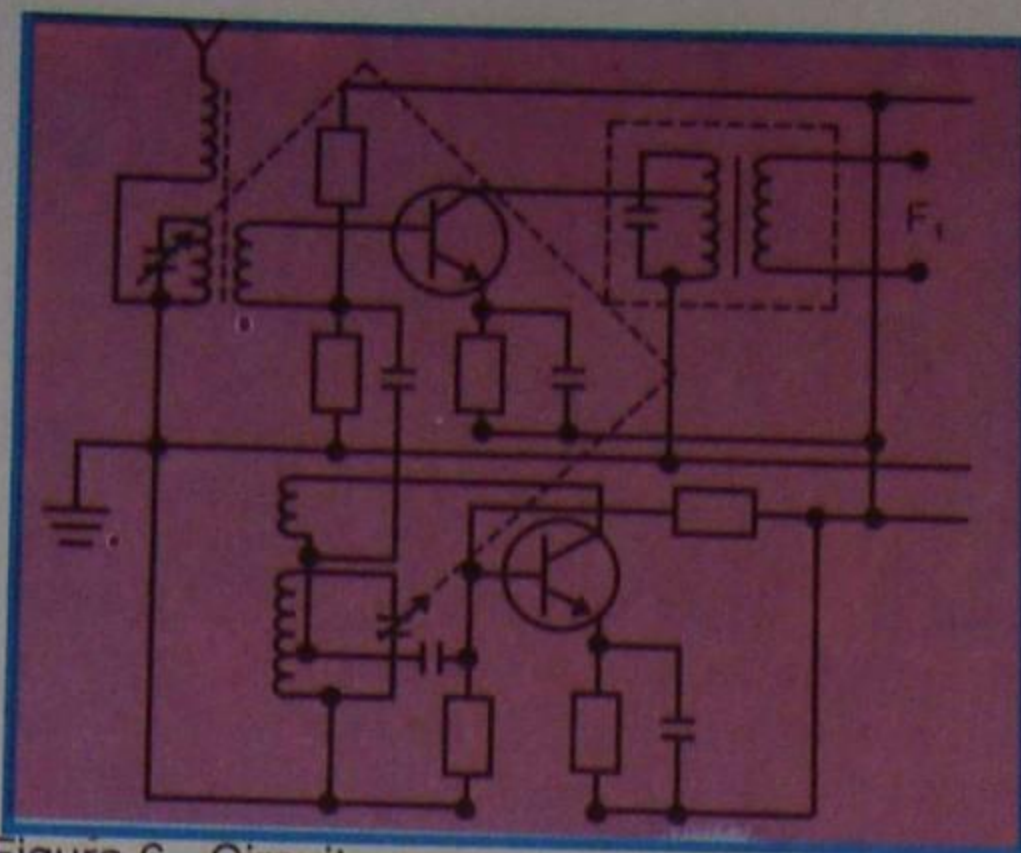



Figura 6 - Circuito conversor com dois transistores.

Na **figura 7**, mostramos o circuito típico de etapa osciladora conversora, utilizando um único transistor. O funcionamento do circuito pode ser explicado decompondo-o em duas partes:

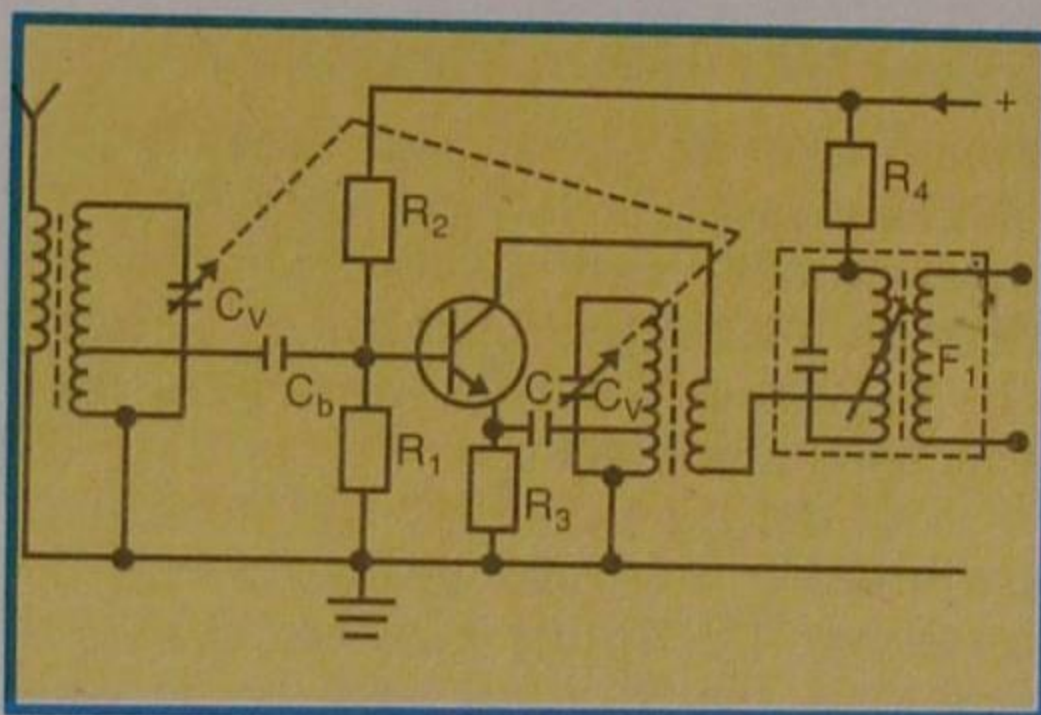



Figura 7 - Etapa osciladora conversora com um transistor.

Figura 5 - Circuito conversor com dois transistores.

1ª) Secção osciladora

Esta secção está reproduzida na **figura 8**. A reação se dá entre coletor e emissor através do transformador L_1 L_2. O circuito de L_1 é sintonizado pelo capacitor variável C_V. A ligação do emissor ao circuito-tanque C_V L_1 é feita através da derivação na bobina, a fim de permitir o correto casamento da impedância relativamente alta do circuito sintonizado com a impedância baixa do emissor. Para a RF, a base está aterrada pelo capacitor C_b. Note o aluno que, na figura 7, C_b está em série com uma parte da bobina de sintonia; entretanto, como a indutância dessa derivação é muito pequena, é lícito considerar que o capacitor C_b esteja diretamente ligado à massa. Os resistores R_1, R_2 e R_3 são responsáveis pela estabilização do ponto de funcionamento. O emissor não pode ser desacoplado, porque isso impediria a oscilação. O capacitor **C** acopla o sinal do circuito ressonante ao emissor.

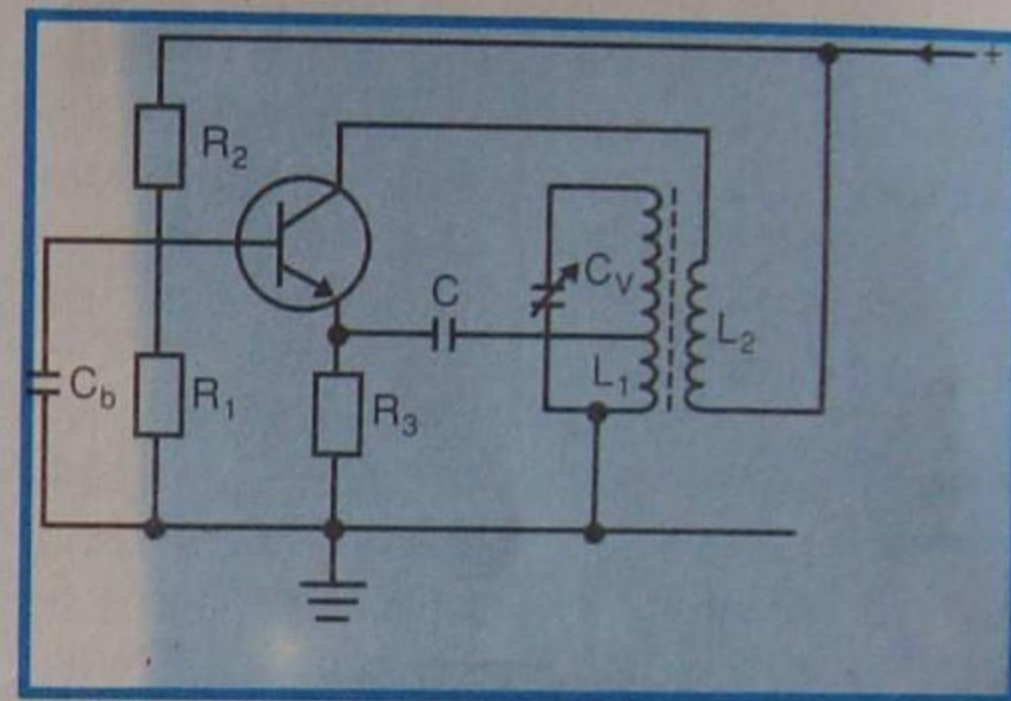



Figura 8 - Secção osciladora.

2ª) Secção misturadora

A secção misturadora consta da bobina de antena, que é sintonizada pelo capacitor variável C_V, como mostramos na **figura 9.** Para o sinal de entrada, o transistor funciona na configuração de emissor à massa. Note que, agora, o capacitor **C**, que acopla o emissor à bobina osciladora, age como capacitor de contorno, desviando para a massa o sinal de RF.

Como o transistor é polarizado na região de baixa linearidade, há o batimento do sinal de entrada com o do oscilador local, resultando as freqüências soma e diferença. Esta última é sintonizada

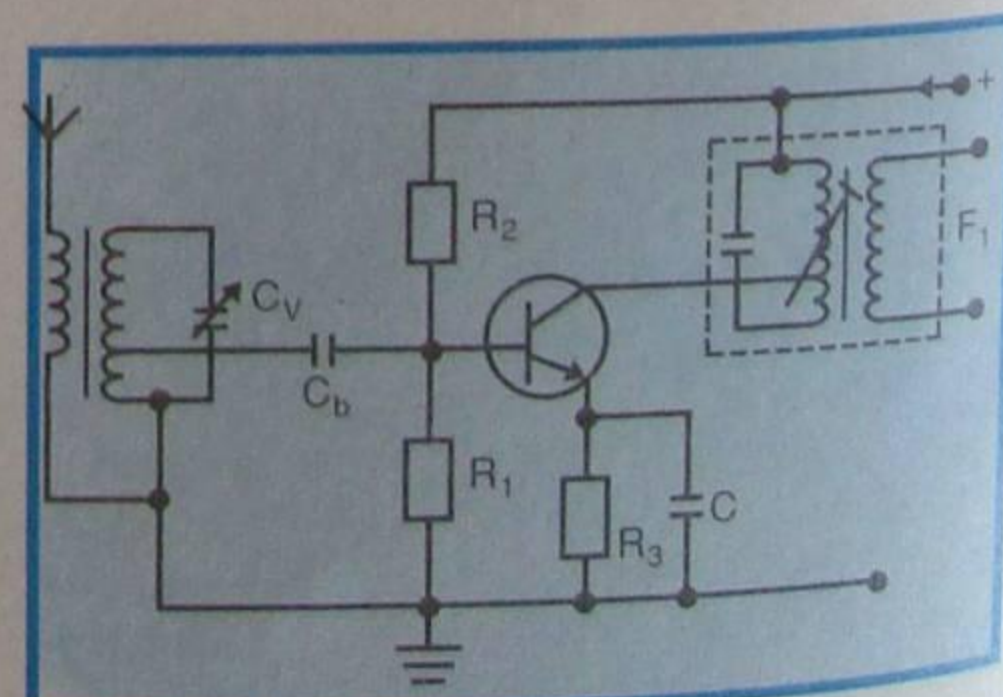



Figura 9 - Secção misturadora.

pelo transformador de FI e convenientemente amplificada, como mostraremos a seguir.

O CANAL DE FI E O CAV

No início desta lição, mostramos que o estágio oscilador-misturador efetua a primeira deteção do sinal de entrada, transformando-o em outro de freqüência mais baixa, que recebe o nome de sinal de freqüência intermediária ou, abreviadamente, sinal de FI.

O nível do sinal de FI, na saída do misturador, é insuficiente para atacar diretamente o detetor de áudio; por isso, receptores super-heteródinos são dotados de estágios amplificadores de FI, denominados **canal de FI**. O canal de FI é característico da recepção pelo sistema super-heteródino e dele dependem, em grande parte, as boas qualidades do sistema, que são a sensibilidade e a seletividade.

Nesta lição, vamos estudar o canal de FI, procurando demonstrar as razões da sua importância no sistema de recepção super-heteródino.

I - Influência de FI na seletividade

Temos enfatizado, constantemente, que grande parte da seletividade do receptor de rádio que emprega o sistema super-heteródino, se deve ao canal de FI. O aluno certamente estará indagando da razão dessa afirmativa, uma vez que o amplificador de FI se situa depois dos circuitos seletores de entrada. Vejamos porque:

Admitamos que no circuito de entrada cheguem duas emissoras de freqüências próximas, como 1 000 e 1 010 KHz, por exemplo. A separação dessas freqüências requer circuitos sintonizados ultra-seletivos de difícil confecção, porque a diferença relativa entre elas é de:

$$\frac{1\,010 - 1\,000}{1\,000} = \frac{10}{1\,000} = 0{,}01, \text{ ou seja, } 1\%$$

Suponhamos, agora, que as duas emissoras sejam misturadas com uma freqüência de 1 200 KHz, gerada no oscilador local.

Sabemos que, por batimento, a emissora de 1 000 KHz terá sua freqüência reduzida para:

$$1\,200 - 1\,000 = 200 \text{ KHz}$$

que é, naturalmente, o valor da FI.

Por outro lado, a emissora de 1 010 KHz terá sua freqüência modificada para:

$$1\,200 - 1\,010 = 190 \text{ KHz}$$

É claro que a diferença entre as duas freqüências de batimento continua sendo a mesma que existe entre as duas emissoras de entrada, porém a diferença relativa entre elas é de:

$$\frac{200 - 190}{200} = \frac{10}{200} = 0{,}05, \text{ ou seja, } 5\%$$

Por certo, a eliminação da onda interferente agora é bem mais fácil, o que significa que o receptor se tornou **mais seletivo**.

Verifica-se facilmente que, diminuindo o valor da FI, a seletividade aumenta.

De fato, se o valor da FI for de 50 KHz, a diferença relativa, no exemplo que estamos considerando, será de:

$$\frac{10 \text{ KHz}}{50 \text{ KHz}} = 0{,}2, \text{ ou seja, } 20\%$$

Bastaria que o circuito sintonizado do transformador de FI tivesse Q da ordem de 10 ou até pouco menos, para separar as freqüências.

Em uma das lições especiais do curso foi mostrado que, quanto maior a relação $\frac{\Delta f}{f_o}$, melhor é a seletividade. O exemplo que demos linhas atrás contraria tal afirmação. Por outro lado, ficou certo, na lição sobre amplificadores de RF, que é bem mais fácil amplificar freqüências baixas. Então, a conclusão óbvia é que se deve escolher freqüência de FI baixa. Assim foi feito nos primeiros receptores pelo sistema super-heteródino, onde se adotava FI entre 50 a 175 KHz.

Todavia, valores tão baixos de FI acarretam problemas na recepção, principalmente devido ao que se chama de **freqüência-imagem**, que analisaremos mais adiante. A escolha do valor particular para a freqüência intermediária depende de uma série de fatores cuja análise conduz a uma solução de compromisso entre ganho, seletividade, banda passante e rejeição da freqüência-imagem.

II - Razões para a seleção do valor da FI

Teoricamente se pode admitir qualquer valor para a freqüência intermediária de um receptor super-heteródino; entretanto, a prática impõe uma série de restrições, que passaremos a analisar:

a) **Freqüência-imagem:** Vamos admitir que se escolheu FI de 50 KHz para um receptor super-heteródino. Foi mostrado que a seletividade, nesse caso, é muito boa. O oscilador local deve gerar uma onda sempre 50 KHz acima do sinal de entrada. Suponhamos, para facilidade de apresentação, que desejamos receber a emissora de 1 000 KHz. Então, o oscilador local produz sinal de:

$$1\,000 + 50 = 1\,050 \text{ KHz}$$

Se a emissora de 1 100 KHz passar pelo circuito seletivo de entrada, ela dará, por batimento, a mesma FI, ou seja:

$$1\,100 - 1\,050 = 50 \text{ KHz}$$

e a emissora de 1 100 KHz será também amplificada pelo canal de FI e provocará interferência. Num caso como este, seriam ouvidos os dois sinais, ou seja, o da emissora que desejamos sintonizar e o da emissora interferente. Este último sinal é chamado de **freqüência-imagem**.

A freqüência-imagem tem seu valor igual ao da freqüência sintonizada, mais o dobro do valor da FI, ou seja:

$$F_i = F_s + 2\text{ FI}$$

Assim, no nosso exemplo, comprova-se que:

$$F_i = 1\,000 + 2 \times 50 = 1\,000 + 100$$
$$F_i = 1\,100 \text{ KHz}$$

Se o circuito de entrada estivesse sintonizado em 600 KHz, a emissora interferente seria de freqüência:

$$F_i = 600 + 2 \times 50 = 700 \text{ KHz}$$

Pois bem, a condição desejável de grande seletividade fica comprometida. Realmente, o circuito de FI pode rejeitar com facilidade freqüências interferentes próximas à do sinal sintonizado na antena, mas **não terá ação sobre a freqüência-imagem**. Nestas condições, a freqüência-imagem deve ser rejeitada pelo circuito de entrada, o que implica dimensioná-lo com alto Q; isto, além da dificuldade construtiva do indutor, tem ainda o inconveniente de diminuir excessivamente a banda passante.

Concluímos então que, por considerações de freqüência-imagem, o valor da FI deve ser alto.

b) Como valores baixos para FI conduzem ao inconveniente devido à dificuldade de rejeição da freqüência-imagem, é justo pensar-se em aumentá-los.

Suponhamos que se escolha para FI valor acima do limite superior da faixa de ondas médias, digamos 1 700 KHz. Com isso, elimina-se o problema da freqüência-imagem na faixa de ondas médias, porém criam-se outros. De fato, no caso, a seletividade fica bastante comprometida, porque devemos separar freqüências mais elevadas. Realmente, no item I, mostramos que para separar duas emissoras, uma de 1 000 KHz e outra de 1 010 KHz, cuja diferença relativa de freqüências é de 1%, há necessidade de circuitos de alta seletividade, difíceis de serem realizados praticamente.

Ora, se adotarmos 1 700 KHz para o valor da FI, após os batimentos das duas emissoras com o oscilador local resultarão as freqüências de 1 700 e 1 690 KHz, cuja diferença relativa é de:

$$\frac{10}{1\,700} = 0{,}0058, \text{ ou seja, } 0{,}58\%$$

Portanto, seria muito mais difícil separá-las no canal de FI que no circuito de entrada. O sistema perderia, assim, sua utilidade.

Além desse inconveniente, que por si só já bastaria para afastar a idéia da FI mais elevada do que a freqüência superior

da faixa a ser recebida, acresçam-se dois outros: dificuldade no rastreio e exigência de grande estabilidade do oscilador local.

c) Desde que se deva evitar valor muito alto ou baixo demais para a FI, obviamente se pensa de imediato em valor médio. Dentre os possíveis, devem ser rejeitados aqueles valores que caiam dentro da faixa a ser recebida, para evitar provável oscilação, quando o sinal sintonizado na entrada coincidir com o valor da FI. Se possível, evita-se também que os harmônicos baixos, principalmente o 2º, caiam dentro da faixa de recepção.

III - Valores padronizados para a FI

Pelas razões expostas linhas atrás, e como decorrência de longos anos de experiência com o sistema super-heteródino, foram propostos valores de FI que são razoavelmente respeitados em toda parte.

Assim, para recepção de ondas longas, cujos limites de freqüência são 150-350 KHz, emprega-se FI de 110 KHz. Devemos esclarecer que essa faixa de onda não é usada comercialmente em nosso país, mas o é na Europa.

Para a grande maioria dos receptores que operam em ondas médias (535-1 605 KHz) e curtas (6-18 KHz), adotou-se FI de 450 KHz, 455 KHz ou 465 KHz. O valor 455 KHz foi recomendado na Conferência Internacional de Rádio e Telecomunicações, realizada em Atlantic City, em 1947, e está sendo aceito em quase todos os países. No Brasil, é o valor adotado pela maioria dos fabricantes de rádio, atualmente. Foi muito comum, entre nós, FI de 465 KHz.

Para a recepção de ondas curtas, exclusivamente, nos chamados receptores profissionais, adota-se, tanto na América como na Europa, FI de 1 600 KHz.

Para a recepção de freqüência modulada, cuja faixa esta entre 40 a 50 MHz (não usada para fins de entretenimento, em nosso país), adota-se FI de 4,3 MHz.

Para a faixa de freqüência modulada comercial - 88 a 108 MHz - o valor de FI adotado é 10,7 MHz.

Finalmente, devemos acrescentar que, para a recepção de som nos receptores de TV, foi adotado o valor de 4,5 MHz para a FI, por motivos que o aluno estudará nas lições de TV.

IV - O canal de FI

Uma vez adotado o valor para a freqüência intermediária, ela é amplificada no estágio chamado **canal de FI**. Diz-se que é um canal, porque o estágio deve amplificar a freqüência central (FI) e suas faixas laterais. O canal de FI nada mais é que um amplificador de RF e, por isso, deve merecer todas as considerações que apresentamos na lição nº 14.

O número de estágios necessários ao amplificador de FI é um compromisso entre a seletividade, o ganho e o custo.

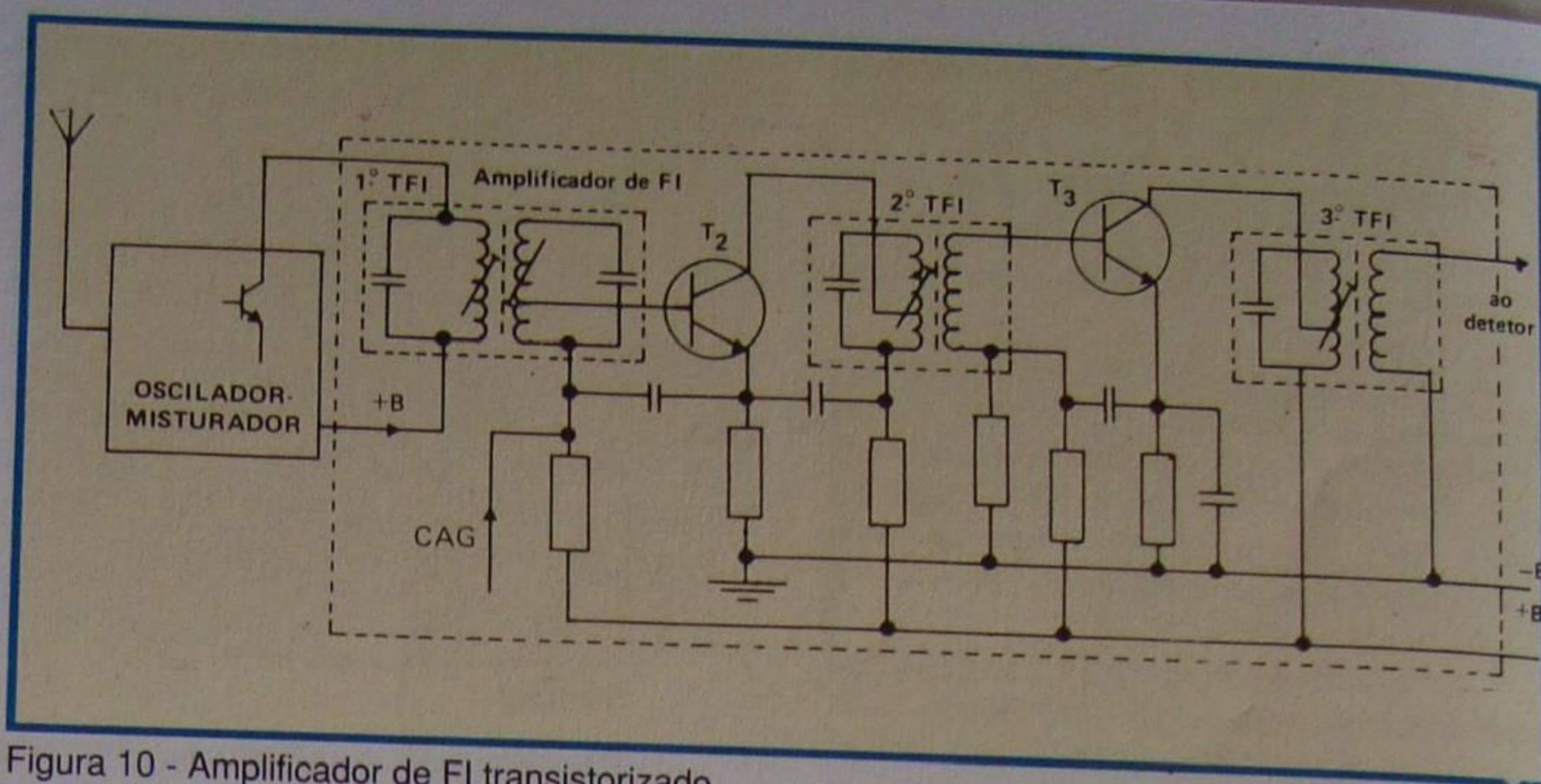



Figura 10 - Amplificador de FI transistorizado.

Nos receptores comerciais portáteis de radiorrecepção é suficiente um, ou às vezes dois estágios amplificadores.

Nos demais receptores, é normal o uso de dois estágios. Na **figura 10**, mostramos o circuito clássico do amplificador de FI transistorizado.

Trata-se de amplificadores sintonizados fixamente na freqüência intermediária. O elemento de acoplamento entre os estágios é o transformador sintonizado, denominado **transformador de freqüência intermediária**. Tal dispositivo é, na realidade, um filtro de banda, porque sua função é dar livre passagem à freqüência intermediária e suas faixas laterais, e rejeitar qualquer outra freqüência.

Teoricamente, a resposta de freqüência do amplificador de FI deveria ter o aspecto mostrado na **figura 11**. Esta seria a curva ideal, mas, na prática, é impossível obtê-la. Na **figura 12**, mostramos a curva real de um estágio amplificador de FI.

A maior ou menor "agudeza" da curva, ou seja, a seletividade do amplificador de FI depende do Q (fator de mérito) do circuito sintonizado e do **K** (fator de acoplamento) entre os enrolamentos, e também do número de estágios sintonizados.

A fidelidade do receptor, ou seja, a capacidade de reproduzir na saída a mesma envolvente de modulação aplicada na entrada, dependerá também do estágio amplificador de FI.

De fato, **se o amplificador de FI for muito seletivo**, isto é, tiver banda passante estreita, serão rejeitadas (cortadas) as freqüências altas das faixas laterais e, com isso, os sons **agudos se perderão**. Por outro lado, banda passante muito larga permite a interferência de emissoras próximas, por isso, tem de ser evitada. Tais são os motivos por que, na prática, a largura da banda passante do amplificador de FI dos receptores comerciais é sensivelmente menor do que os 9 KHz (duas faixas de 4,5 KHz) que as emissoras transmitem e, com isso, perde-se bastante da musicalidade dos programas. Porém, o sacrifício da fidelidade é compensado pela sensibilidade e seletividade, que são, no sistema super-heteródino, muito superiores aos outros sistemas.

Normalmente, no amplificador transistorizado, apenas o primeiro transformador de FI tem primário e secundário sintonizados, sendo que nos restantes somente o primário é sintonizado. Muitas vezes, também o primeiro transformador de FI é de sintonia simples (só um enrolamento sintonizado).

O transformador de FI para o circuito transistorizado, na figura 10, apresenta derivações, cuja finalidade é proporcionar um correto casamento de impedâncias, como já estudamos em outra lição.

Para a amplificação de FI por transistores, foram desenvolvidos transistores especiais de fator de amplificação de corrente (β) bastante elevado, baixas capacitâncias de entrada e saída, e alta resistência de saída.

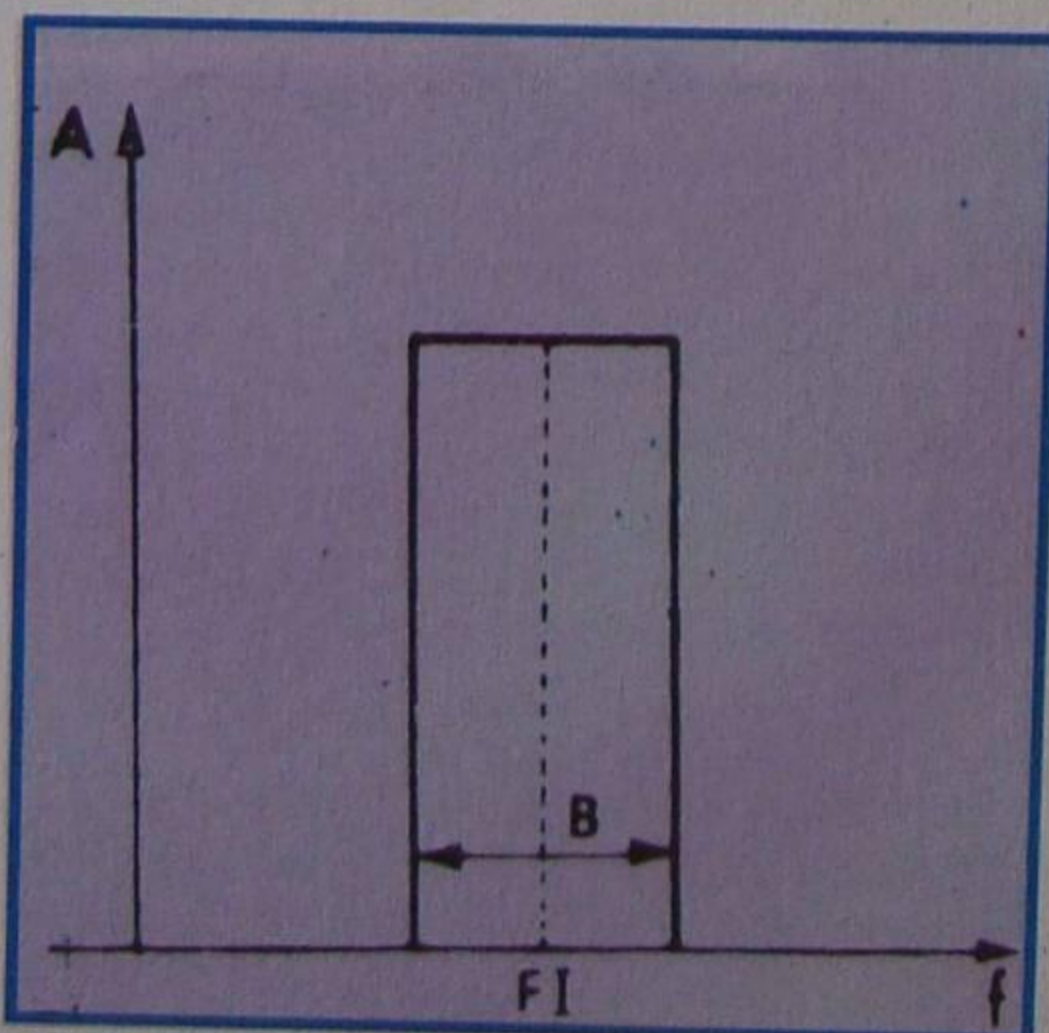



Figura 11 - Curva de resposta de um amplificador de FI ideal.

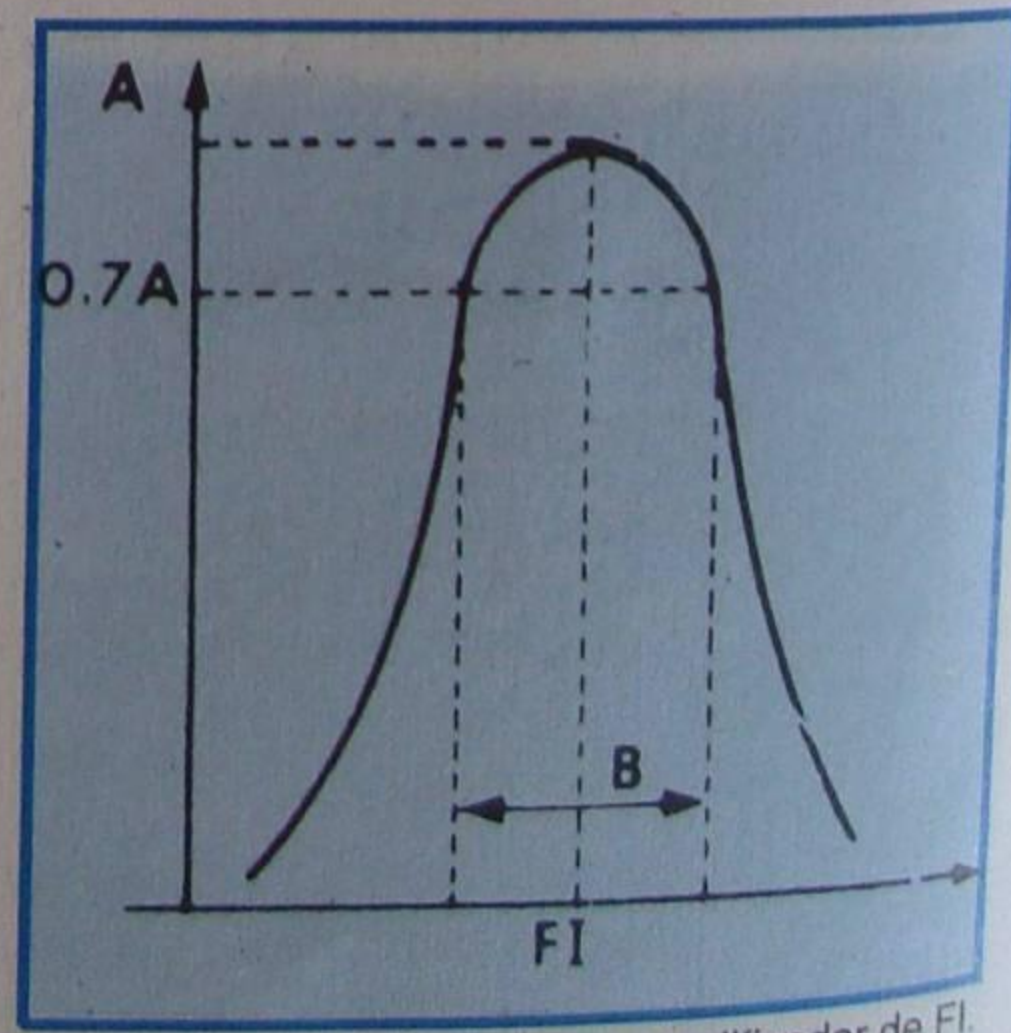



Figura 12 - Curva real de um amplificador de FI.

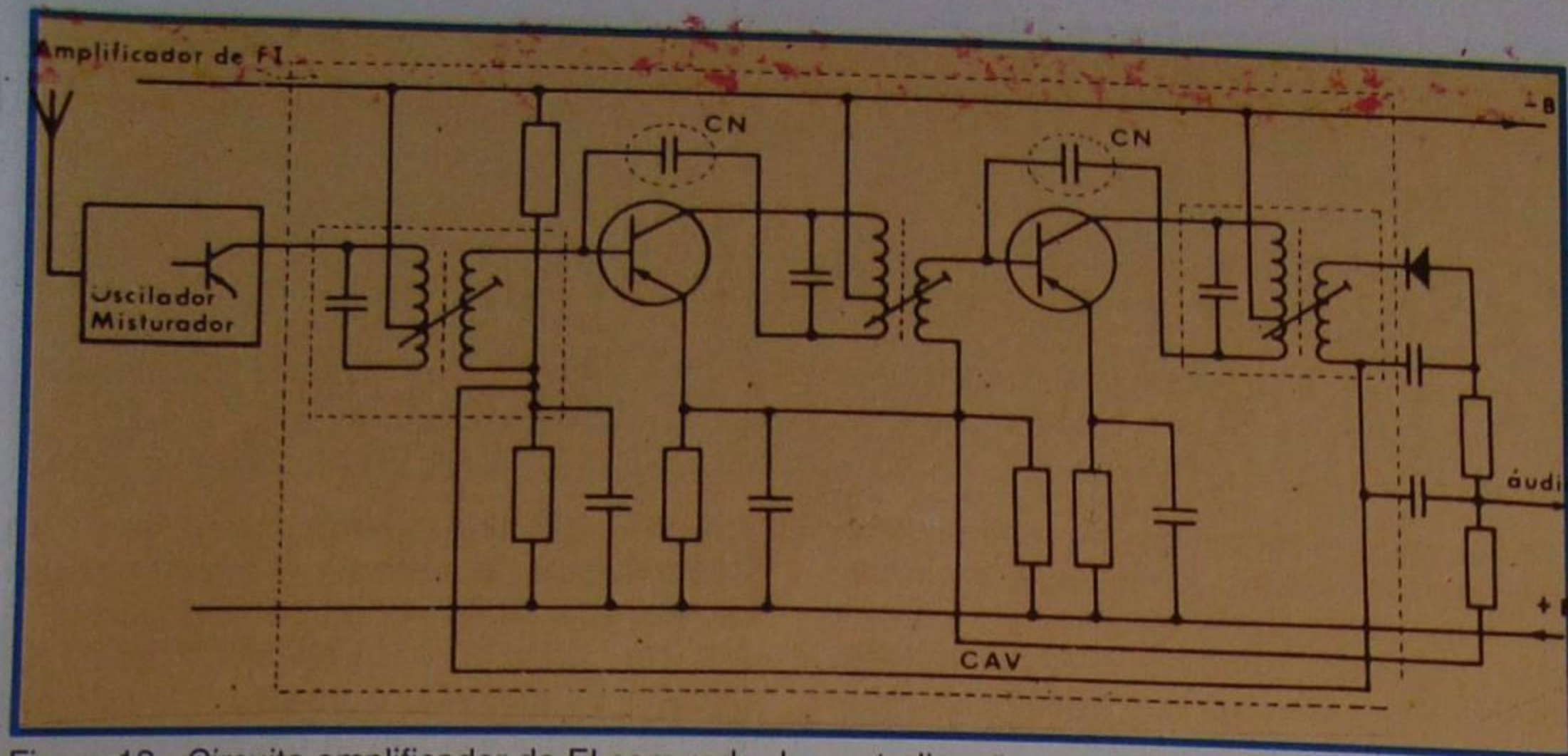



Figura 13 - Circuito amplificador de FI com rede de neutralização.

Devido à realimentação entre coletor e base do transistor, poderá aparecer uma oscilação (regeneração positiva), se cuidados especiais não forem tomados no amplificador de FI transistorizado. Esses cuidados, como já apresentamos em outra lição, consistem na **neutralização**, seja através de reatância adequada, ou através do descasamento de impedância proporcionado pelo transformador. Já estudamos o assunto em outra lição; nós o estamos relembrando porque, em grande número de receptores comerciais, o aluno encontrará a rede de neutralização de FI como indicamos no esquema da **figura 13**, onde a neutralização é efetuada pelos capacitores CN.

Detalhes práticos sobre os transformadores de FI serão mostrados na lição prática.

V - Controle automático de sensibilidade

Como o aluno aprendeu, os sinais que chegam até a antena receptora não são todos de mesma intensidade, pois dependem da potência do transmissor, da distância do transmissor ao receptor e da direção, se a antena do transmissor for dirigida. Por outro lado, o sinal de uma emissora tem sua intensidade variada pelas condições de propagação.

Esses fenômenos são incômodos ao ouvinte, porque o obrigam a modificar o controle de volume (nível de áudio) toda vez que haja modificações no sinal.

Para remediar essa anomalia, foram desenvolvidos circuitos que variam automaticamente a amplificação do receptor, sempre que acontece variação de nível do sinal de entrada. Tais circuitos receberam os nomes de: **controle automático de volume, controle automático de ganho ou controle automático de sensibilidade**, abreviados respectivamente por **CAV, CAG** e **CAS**. Em recepção de rádio, popularizou-se mais a denominação "controle automático de volume", CAV, embora seja o menos correto. Em receptores de TV, é mais popular a denominação "controle automático de ganho", CAG. Na realidade, a denominação correta é "controle automático de sensibilidade", CAS, ou "ganho", CAG, uma vez que sua função é ajustar a sensibilidade (amplificação) do receptor ao nível do sinal de entrada.

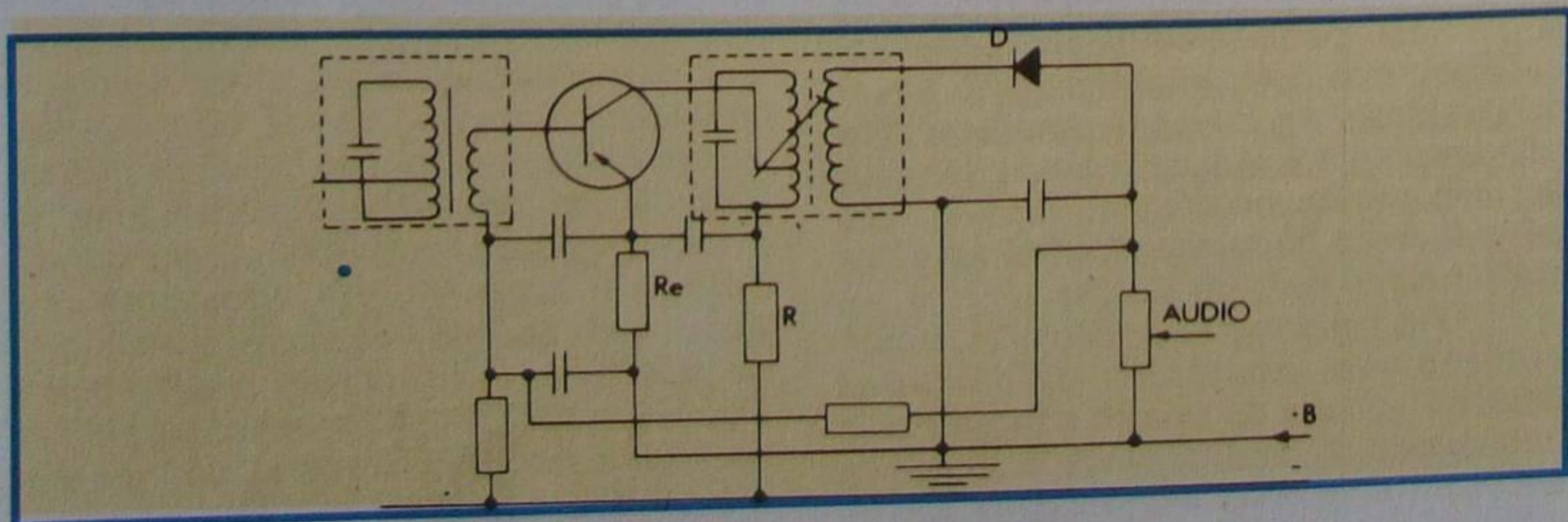
O circuito de CAG evita que o ouvinte tenha de modificar o volume do receptor, quando mudar de sintonia, de uma emissora de sinal forte para outra de sinal fraco, ou vice-versa.

Obviamente, o CAG é utilizado em todos os receptores do tipo super-heteródinos, como passaremos a analisar.

Tipos de CAG

Existem dois tipos básicos:

a) CAG direto

A expressão CAG direto indica um método onde a tensão entre coletor e base, ou entre coletor e emissor, varia de acordo com a corrente do coletor. Para variar essa tensão, aplica-se a tensão de controle na base do transistor. Essa tensão faz com que a corrente de coletor aumente. Existindo um resistor em série com a carga de RF (transformador de FI), haverá aumento da queda de tensão nesse resistor e, com isso, diminuição de amplificação.

Um circuito básico é aquele que mostramos na **figura 14**. Seu modo de atuação é o seguinte:

Para sinais fortes na entrada do receptor, haverá tensão negativa, também forte, no detetor. Essa tensão, aplicada à base do transistor a ser controlado, aumenta a corrente de coletor. Aumentando a corrente, há queda de tensão maior no resistor R e, portanto, o ganho diminui.

Em nossa figura, a tensão de CAG é negativa, porque o transistor é PNP. Se fosse NPN, a tensão deveria ser positiva; logo, seria necessário inverter o diodo D.

b) CAG inverso

Neste sistema de CAG, o ganho é reduzido pela diminuição da corrente de coletor, mantendo-se constante a sua tensão. Neste caso, a tensão de CAG aplicada à base do transistor a ser controlado é inversa à tensão de maior condução, ou seja, positiva para transistor PNP e negativa para NPN, daí o nome do sistema. Um circuito típico é o mostrado na **figura 15**. A tensão negativa provocada no detetor pelo sinal de entrada é aplicada à base do transistor e, como ele é do tipo NPN, terá sua amplificação diminuída.

Esses dois tipos de CAG são os mais usuais em receptores transistorizados. Como é normal haver dois estágios amplificadores de FI em receptores transistorizados, ambos podem ser controlados pelo CAG. Também o transistor oscilador-misturador pode ser controlado pelo CAG, mas essa prática não é muito aconselhável, porque a tensão de CAG pode dessintonizar o circuito, em virtude do amortecimento variável que ela impõe.

Os valores dos componentes RC do CAG transistorizado serão mostrados na lição prática.

Com esta lição, terminamos a exposição teórica do sistema de recepção pelo método super-heteródino. Para completar o receptor, basta acrescentar um detetor e o amplificador de áudio, cujos estágios foram estudados separadamente, uma vez que eles não são característicos do sistema.

Figura 14 - Aplicação do CAG direto.

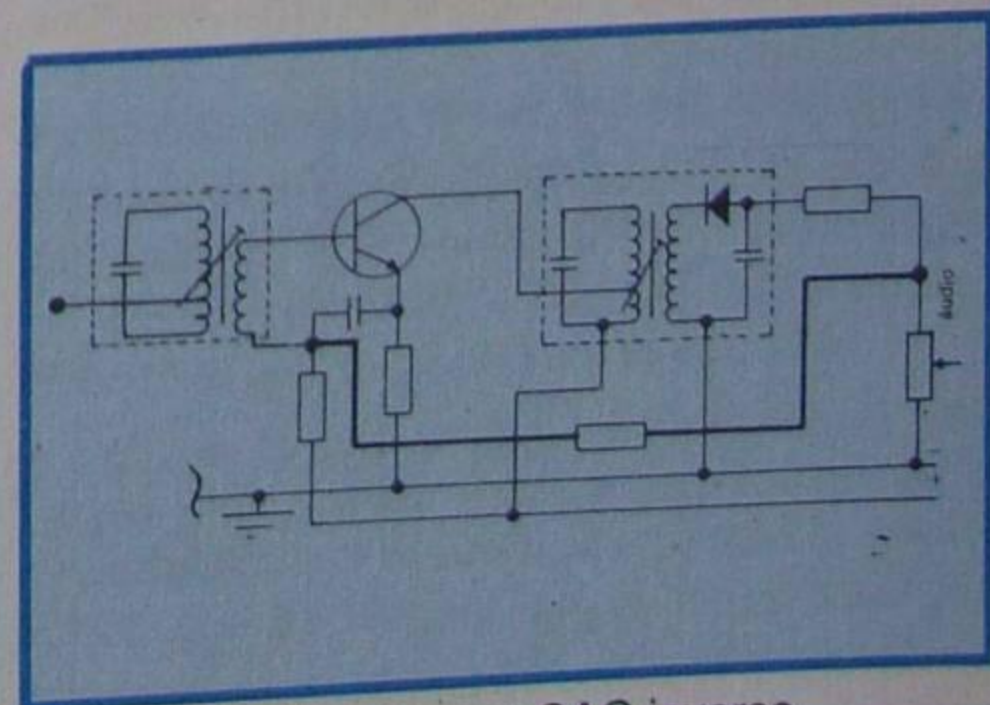



Figura 15 - Circuito com CAG inverso.

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO-TV
16ª LIÇÃO PRÁTICA
SISTEMAS SUPER-HETERÓDINO DE RECEPÇÃO

I - O estágio misturador

Na lição teórica, mostramos que o sinal de RF da emissora sintonizada pelo circuito de entrada, que pode ser apenas um circuito RLC ressonante seguido ou não de um estágio amplificador, é misturado com um sinal de RF não modulado, gerado no próprio receptor para produzir um terceiro sinal, que é o de freqüência intermediária, sinal esse que guarda consigo as mesmas características de modulação da onda original, isto é, da onda da emissora sintonizada.

A transformação da onda recebida em outra de freqüência mais baixa é feita no estágio conversor ou misturador. Esse estágio também é chamado de **primeiro detetor**.

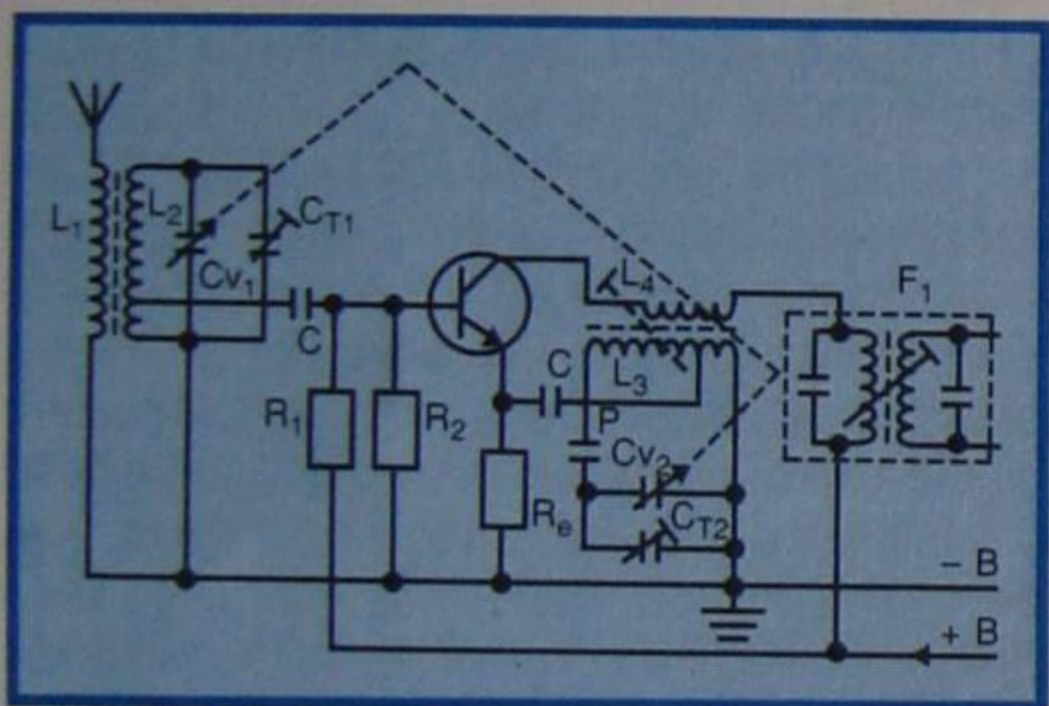



Figura 16 - Circuito de um estágio oscilador-misturador.

Na **figura 16**, apresentamos o diagrama esquemático de um estágio oscilador-misturador transistorizado.

Assim, o aluno identifica facilmente o transformador ressonante L_1 L_2 que sintoniza a emissora que se quer receber. Tal transformador é conhecido na prática como **bobina de antena.** O transformador L_3 L_4 corresponde à **bobina osciladora**.

Nota-se, que a base do transistor está ligada ao circuito de ressonância através de uma derivação efetuada no enrolamento de L_2. Isto é necessário para prover o casamento entre a baixa impedância do transistor e a resistência dinâmica do circuito ressonante.

A bobina osciladora L_3 também tem a derivação para casar a baixa impedância do emissor com a alta resistência dinâmica do circuito ressonante. O enrolamento L_4 é necessário, para provocar a reação. Ele está colocado em série com o filtro de banda (transformador de FI), porque o coletor deve atuar como elemento de saída, tanto para o circuito oscilador como para o de FI.

Os dois "trimmers" compensadores C_{T1} e C_{T2} têm as seguintes funções: C_{T1} compensa o variável para as freqüências altas do circuito de entrada e C_{T2} para as freqüências altas do oscilador local. O capacitor P é o compensador "padder". Nos circuitos transistorizados, invariavelmente se prefere o "padder" **fixo**, fazendo-se o rastreio através da variação da posição do núcleo de ferrite da bobina osciladora. Assim se faz principalmente por questão de espaço, pois nada impede que o "padder" seja ajustável e a bobina tenha núcleo de ar.

Os capacitores Cv_1 e Cv_2 correspondem às duas secções do capacitor variável, sendo uma para o circuito de entrada (Cv_1) e outra para o oscilador local (Cv_2).

a) Sintonia no super-heteródino

Os dois circuitos, ou seja, o de entrada e o de oscilador local, devem ser sintonizados simultaneamente. Isto se consegue pelo uso de capacitores variáveis especiais de duas ou mais secções, que trabalham em "tandem", ou seja, em grupo. Neste capacitor, cada secção é formada por um conjunto de placas correspondentes à armadura fixa, cujo número e dimensões dependem da capacitância desejada. As armaduras móveis de todas as secções são fixadas ao mesmo eixo, de maneira que, atuando sobre ele, variam, simultaneamente, as capacitâncias de todas as secções. As armaduras fixas são chamadas de **estator** do variável e as móveis, de **rotor**. O aluno já conhece perfeitamente um capacitor variável; por isso, julgamos não haver necessidade de maiores detalhes. Nos esquemas, para indicar o funcionamento em conjunto das secções do variável, usa-se uma linha tracejada ligando as setas dos símbolos de cada secção.

Na sintonia dos receptores super-heteródinos, aparecem dificuldades devidas ao fato de serem diferentes as freqüências do oscilador local e aquela da emissora a receber. Isto obriga a que se façam determinados arranjos na capacitância de sintonia, tanto no circuito de entrada como no do oscilador local, a fim de "cobrir" a faixa desejada. No circuito de entrada, o arranjo consiste em ligar em paralelo com o capacitor variável outro ajustável, que na prática é conhecido com o nome de "**trimmer**" ou **compensador**. Vejamos o porquê:

Suponha o aluno que se pretenda sintonizar a faixa de ondas médias, que varia de 535 KHz a 1 605 KHz, utilizando-se um capacitor variável cuja capacitância mínima seja de 10 pF e a máxima de 410 pF. Admitamos que a capacitância parasita, ou seja, devida à fiação, à bobina, etc., seja de 20 pF. Como essa capacitância fica em paralelo com o variável, seu valor se altera para:

$$Cv_{mín.} = 10 + 20 = 30 \text{ pF}$$

$$Cv_{máx.} = 410 + 20 = 430 \text{ pF}$$

Quando o variável estiver com a máxima capacitância, isto é, todo fechado, deveremos sintonizar a freqüência de 535 KHz. Então, poderemos determinar a indutância necessária usando, para isso, a conhecida fórmula de Thompson:

$$f = \frac{1}{6{,}28 \sqrt{LC}}$$

Nessa expressão, a indutância L deve ser considerada em Henrys e a capacitância C em Farads, para que a freqüência resulte em Hertz. Como essas unidades não são cômodas, na prática, empregam-se fórmulas transformadas, como:

$$L = \frac{25.330}{f^2 \cdot C}$$

$$C = \frac{25.330}{f^2 \cdot L}$$

$$f = \sqrt{\frac{25.330}{L \cdot C}}$$

onde a freqüência é considerada em **megahertz**, a indutância em **microhenrys** e a capacitância em **picofarads**.

Utilizemos a primeira fórmula para calcular a indutância necessária para a sintonização da freqüência de 535 KHz com a capacitância de 430 pF. Como 535 KHz, transformados em megahertz, dão 0,535, teremos:

$$L = \frac{25.330}{(0{,}535)^2 \times 430} = \frac{25.330}{0{,}286225 \times 430} = \frac{25.330}{123{,}076750}$$

$$L = 205{,}80653 \cong 206\ \mu H$$

Com esse valor de indutância, quando o variável estiver totalmente aberto, ou seja, com capacitância de 30 pF, a freqüência sintonizada, calculada pela 3ª fórmula, será:

$$f = \sqrt{\frac{25.330}{206 \times 30}} = \sqrt{\frac{2.533}{618}}$$

$f = \sqrt{4{,}09870} \cong 2{,}02452$, ou 2 025 KHz aproximadamente

Ora, nossa intenção era a de receber a emissora de **1 605** KHz com o variável **todo aberto**, e não a freqüência de 2 025 KHz; conseqüentemente, é necessária alguma providência para abaixar a sintonia do extremo superior da faixa. O aluno sabe que, para diminuir a freqüência, se deve aumentar a indutância ou a capacitância. O expediente de que se vale, na prática, é o último, ou seja, aumenta-se a capacitância colocando o capacitor-compensador ("trimmer") em paralelo com o variável. Obviamente, a capacitância máxima agora será também maior e, com isso, a freqüência do extremo inferior da faixa, diminuirá, sendo necessário recalcular a indutância.

É interessante notar que a atuação do "trimmer" é mais acentuada nas freqüências altas, onde uma **pequena variação de capacitância** produz **grande modificação na freqüência**. Por isso, o "trimmer" é usado na **calibração**, ou seja, no ajuste da freqüência de recepção, para compensar as freqüências do extremo superior da faixa, tendo pouca influência nas freqüências do extremo inferior.

Se o problema da recepção da faixa desejada é facilmente resolvido com o acréscimo do capacitor-compensador, o mesmo não acontece com o oscilador local, devido ao fato de serem diferentes as freqüências dos dois circuitos. Como a freqüência do oscilador local é superior à da emissora sintonizada, de uma quantidade igual ao valor da freqüência intermediária, resulta que a indutância da bobina osciladora tem valor mais baixo que da bobina de sintonia, desde que as capacitâncias das duas secções do capacitor variável sejam idênticas. Ora, se essa indutância for calculada para a freqüência-limite inferior do oscilador local, resultará uma freqüência do limite superior mais alta que a necessária, em conseqüência do exposto. Por outro lado, se a indutância for calculada para o limite superior, a indutância será maior, mas a freqüência de oscilação será menor, no limite inferior, e a freqüência do oscilador continuará incorreta.

O aluno sentirá melhor o problema, e o compreenderá com maior facilidade, através do exemplo que se segue:

Suponha que, para sintonizar a faixa de ondas médias, é utilizado um capacitor variável cujos limites de capacitância são 20 e 420 pF. Se a freqüência intermediária adotada for de 455 KHz, segue-se que os limites de freqüência do oscilador local serão:

$$f_{mín.} = 525 + 455 = 980\ KHz$$

$$f_{máx.} = 1\ 605 + 455 = 2\ 060\ KHz$$

Vamos determinar a indutância que deve ter a bobina osciladora para gerar a onda de 980 KHz (0,98 MHz). Aplicando a fórmula de Thompson modificada, que indicamos linhas atrás, e lembrando que a capacitância do variável deve ser a maior, teremos:

$$L = \frac{25.330}{(0{,}98)^2 \times 420} = \frac{25.330}{0{,}96040 \times 420}$$

$$L = \frac{25.330}{403{,}368} = 62{,}79625 \cong 62{,}8\ \mu H$$

Calculemos, agora, qual será a freqüência de oscilação com o capacitor todo aberto (menor capacitância). Teremos:

$$f = \sqrt{\frac{25.330}{62{,}8 \times 20}} = \sqrt{\frac{25.330}{1.256}} = 20{,}16719 = 4{,}49\ MHz$$

Com a freqüência calculada, resultará FI de:

$$4\ 490 - 1\ 605 = 2\ 885\ KHz$$

que está muito longe do valor adotado, que é 455 KHz.

Calculemos a indutância, para que a sintonia seja correta no fim da faixa, ou seja, com o variável todo aberto. Temos:

$$L = \frac{25\ 330}{(2{,}06)^2 \times 20}$$

$$L = \frac{25\ 330}{4{,}2436 \times 20} = \frac{25\ 330}{84{,}872} \cong 300\ \mu H$$

Com esse valor de indutância, a freqüência mais baixa do oscilador, que corresponde ao variável totalmente fechado, (maior capacitância), será:

$$f = \sqrt{\frac{25\ 330}{300 \times 420}} = \sqrt{\frac{25\ 330}{126\ 000}} = \sqrt{0{,}20}$$

f = 0,448 Mz ou seja, 448 KHz

Como deveríamos ter 980 KHz, que corresponde à freqüência intermediária somado à menor freqüência da faixa, conclui-se que nas freqüências baixas o receptor não funciona.

Este exemplo numérico permite que tiremos as seguintes conclusões:

1ª) Se a indutância do oscilador local for dimensionada para correta recepção no início da faixa, isto é, para proporcionar o valor exato da freqüência intermediária adotada, à medida que se avançar a rotação do variável, irá aumentando a freqüência do oscilador local mais rapidamente do que a do circuito de sintonia e, em conseqüência, aumentará também a freqüência de batimento (FI).

2ª) Caso a indutância do oscilador seja calculada para o final da faixa, nas freqüências baixas o oscilador cairá muito além das necessárias para o correto batimento.

b) Rastreio

Na prática, chama-se **rastreio** ao ajuste correto do circuito sintonizado de entrada e aquele do oscilador local, de modo que o batimento dos dois sinais resulte na freqüência intermediária adotada. Os pontos da faixa de freqüência onde isso acontece são chamados de **pontos de rastreio.**

Fora dos pontos de rastreio, existe uma diferença entre freqüência sintonizada na entrada e aquela que produz o batimento de FI. A essa diferença dá-se o nome de **erro de rastreio**. Por exemplo, suponhamos que em um receptor, cuja FI adotada é de 455 KHz, para uma dada posição do capacitor variável, o circuito de entrada sintonize uma emissora de 1 000 KHz e o oscilador local gere uma freqüência de 1 555 KHz. Com esta freqüência do oscilador, a emissora a ser recebida, isto é, que produzirá a FI de 455 KHz, será aquela cuja freqüência é de:

$$f = 1\ 555 - 455 = 1\ 100\ KHz$$

Como o circuito de entrada sintoniza 1 000 KHz e o oscilador local está sintonizado para receber a de 1 100

KHz, diz-se que há erro de rastreio de:

1 100 - 1 000 = 100 KHz

Não é difícil de entender que, na situação proposta, não se receberia nem a emissora de 1 100 KHz nem a de 1 000 KHz. De fato, como o circuito de RF de entrada deve ser seletivo, isto é, ter Q razoavelmente elevado, a freqüência de 1 100 KHz será bastante atenuada, ou seja, será reinjetada pelo circuito ressonante. Por outro lado, a emissora de 1 000 KHz, misturada com o sinal de 1 555 KHz do oscilador local, dará freqüência intermediária de:

FI = 1 555 - 1000 = 555 KHz

Como o transformador de FI está sintonizado para 455 KHz e também é bastante seletivo, o sinal de 555 KHz é atenuado. Conclusão: Não há recepção, nessas condições.

c) Sintonia do oscilador

Pelo que o aluno pôde entender do item b, o uso puro e simples do capacitor variável conduz o rastreio correto unicamente em um ponto da faixa, ponto esse que pode ser o extremo inferior ou superior. Evidentemente, isso compromete o funcionamento do receptor. O inconveniente poderá ser minorado, se for colocado um capacitor em paralelo com o variável. Com esse arranjo, o rastreio fica correto no início e no fim da faixa. Para outros, haverá erro de rastreio que se avoluma na metade da faixa. Colocando um capacitor em série com o arranjo anterior, conseguir-se-á mais um ponto de rastreio, e com isso, será minimizado o erro nas freqüências não coincidentes com os de rasteio. Esse arranjo é clássico e empregado em quase todos os receptores super-heteródinos.

Esse capacitor em série com o arranjo, indicamos com a letra P, na figura 16, e tem o nome de "padder".

Qualitativamente se pode explicar a atuação do arranjo de capacitores da seguinte maneira: Para freqüências elevadas, o "padder", que, normalmente, tem capacitância igual ou mais alta que a da associação do capacitor variável em paralelo com o "trimmer", atua como curto-circuito, tendo, portanto, pouca influência na determinação da freqüência. Tendo o "trimmer" mesma ordem de grandeza que o variável ($CV_{mím.}$), sua atuação nas freqüências altas é decisiva.

Para as freqüências baixas, acontece o contrário, ou seja, o "padder" e o variável ($CV_{máx.}$) têm capacitância de mesma ordem de grandeza e a atuação de ambos é importante. Estando em série, a capacitância resultante diminui e produz o efeito que se desejava, que era o de aumentar a freqüência no extremo inferior da faixa.

A determinação quantitativa do valor que devem ter o "padder" e o "trimmer" da secção osciladora de um receptor super-heteródino não é muito fácil, porque, como o aluno pode concluir, seria necessário conhecer previamente o valor da indutância da bobina osciladora. Esta indutância, por sua vez, depende do valor do "padder", do "trimmer", do capacitor variável, etc., criando-se, desse modo, um círculo vicioso. Mesmo assim, embora o problema não seja fácil, é solúvel e para isso existem ábacos e fórmulas que foram apresentados ao aluno de forma simplista, em lição especial anterior.

d) Calibração ou ajuste

À operação de rastreamento dos circuitos sintonizados de um receptor dá-se o nome de **calibração** ou **ajuste.**

Esta operação é de fundamental importância para o bom funcionamento do receptor super-heteródino e, por isso, ela será explicada detalhadamente em outras lições do curso. No momento, é interessante que o aluno guarde as seguintes conclusões:

1ª) Os capacitores de compensação "trimmers" atuam no **extremo superior da faixa**, ajustando, portanto, as **freqüências altas**.

2ª) O capacitor de compensação "padder" atua no **extremo inferior da faixa**, isto é, nas **freqüências baixas**.

Na operação de ajuste, a modificação do "trimmer", por exemplo, produzirá uma variação, embora pequena, na capacitância resultante do conjunto e alterará também o rastreio nas freqüências baixas. Então, retoca-se o "padder" até levar a freqüência para a posição certa. Mas esse retoque na capacitância do "padder" afetará a capacitância total e, com isso, a freqüência do extremo superior da faixa, previamente rastreada, será alterada. Portanto, para que se consiga ajuste correto do receptor é necessário repetir, diversas vezes os rastreamentos nas freqüências-chave. A operação ficará concluída quando não houver mais variação de freqüência, ao se passar a sintonia da baixa para a alta, e vice-versa.

Nas etapas conversoras, atualmente, costuma-se utilizar bobinas com núcleo de ferrite. Nesta situação, é comum empregar-se "padder" fixo no oscilador local e ajustar a indutância através da **modificação da posição do núcleo** no interior da bobina. O problema e o processo de rastreamento não se alteram com isso, e a prática de calibração continua sendo a que descrevemos, só que se ajustando, agora, a posição do núcleo.

e) "Padders" e "trimmers"

A função dos "padders" e "trimmers" acreditamos que o aluno tenha entendido, pelas explicações anteriores. No fundo, a função **é uma só**, ou seja, compensar os erros de rastreio devido ao fato de freqüências diferentes - a de entrada do sinal e a do oscilador local - serem sintonizadas com capacitor variável de secções idênticas.

Devido às diferenças de capacitância, o "padder" é mais volumoso que o "trimmer". Existem diversos formatos para esses componentes; entretanto, os mais comuns são aqueles que já apresentamos em lição anterior.

Quando se adquire um "padder" ou "trimmer", devem-se indicar seus limites de capacitância. Para a recepção das faixas normais de radiodifusão, onde é comum, o emprego do capacitor variável de variação ΔC = 400 pF (C máximo = 410 pF e C mínimo = 10 pF), foram padronizados "trimmer", cuja capacitância está entre 3 pF e 30 pF, e "padder", com capacitância entre 100 e 600 pF.

Muitas vezes o "trimmer" faz parte do capacitor variável, isto é, ele vem ligado em paralelo com as secções do variável. Na **figura 17**, mostramos um variável normal, de duas secções, onde os "trimmers" estão suportados pela carcaça do capacitor e ligados em paralelo com o variável. Este arranjo só é justificado em receptores de uma única faixa de onda, pois, em receptores com mais de uma faixa, os valores do "trimmer" para cada uma delas podem não ser os mesmos.

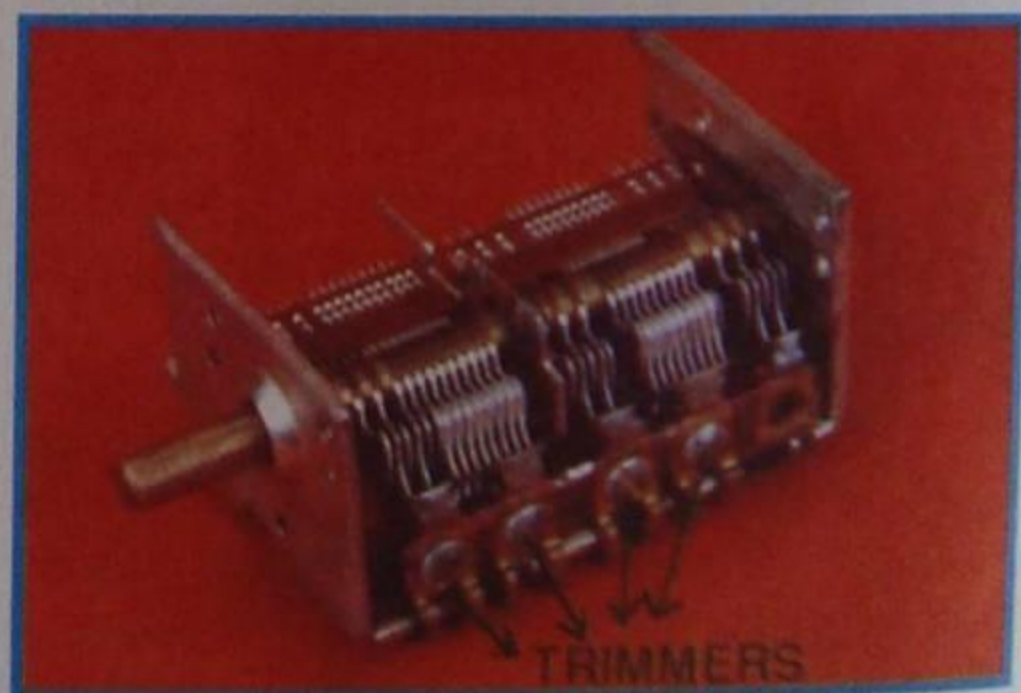



Figura 17 - Capacitor variável.

Na **figura 18**, apresentamos um tipo muito popular de capacitor variável com dielétrico de plástico, miniatura e muito usado em receptores transistorizados de bolso. Aqui também, quando o receptor é de faixa única, é comum os "trimmers" se apresentarem conjugados com as secções do variável.

O "padder" fixo é um capacitor comum, geralmente tubular, de baixas perdas, como o capacitor "styroflex" que o aluno conhece. É importante, no "padder" fixo, que sua tolerância seja baixa, ou seja, 5% ou menos; por isso, o aluno deve tomar cuidado com esse detalhe, ao

Figura 18 - Capacitor variável miniatura.

substituir o capacitor que tem função de compensador, porque tolerância elevada tal como 10 ou 20% pode impedir o rastreio correto e comprometer a sensibilidade do aparelho.

II - Estágio misturador para mais de uma faixa

Nos diagramas que mostramos na lição teórica, e também naquele da figura 16 desta lição, para facilidade de apresentação e também de compreensão do funcionamento, consideramos o estágio oscilador-misturador de receptores de uma só faixa de onda. Quando o receptor tem mais de uma faixa, nada se altera sob o ponto de vista de funcionamento do circuito. Há somente alteração mecânica, devido à inclusão de uma chave comutadora, denominada **chave de onda**, que efetuará a troca de ligações das bobinas e trimmers de acordo com a faixa que se pretende receber.

Quando o receptor é construído para receber duas faixas de onda, sendo uma de ondas médias, cujos limites de freqüência estão entre 535 e 1 605 KHz, e outra de ondas curtas, com limites em 6 a 18 MHz, diz-se que ele é receptor do **tipo universal**.

Se o receptor é projetado para receber mais de duas faixas, diz-se que ele é do tipo **multifaixa**. Numa lição futura, daremos maiores detalhes sobre os tipos de receptores universal e multifaixa. Por enquanto, é importante que o aluno entenda o funcionamento do estágio oscilador-misturador ou conversor.

Para encerrar esta lição, devemos alertar o aluno para o fato de chamarmos o estágio que transforma os dois sinais - o de entrada e o do oscilador local - no sinal de FI, indiferentemente, de **misturador** ou **conversor**. Em alguns meios técnicos, costuma-se fazer distinção entre estágio misturador e estágio conversor; todavia, essa distinção se dá exclusivamente pelo modo com que são usados os terminais do dispositivo (transistor) e não pelo processo de funcionamento. Por essa razão, consideramos misturador e conversor como sinônimos, e achamos conveniente que o aluno também siga esta orientação.

III - Canal de FI

O canal de FI, como se sabe, é um amplificador de freqüência central constante, formado por um ou mais estágios. Estudemo-lo sob o ponto de vista prático.

1 - Transformador de FI

O transformador de FI é o componente de importância primordial do amplificador. Como foi explicado na lição teórica, trata-se de um filtro de banda e dele dependerão, em grande parte, as características do receptor, que são: sensibilidade, seletividade e fidelidade.

Construtivamente, o transformador de FI normal é formado por dois enrolamentos, podendo ser ambos ou apenas um deles sintonizado. Quanto ao modo de se conseguir a sintonia, o transformador de FI pode ser:

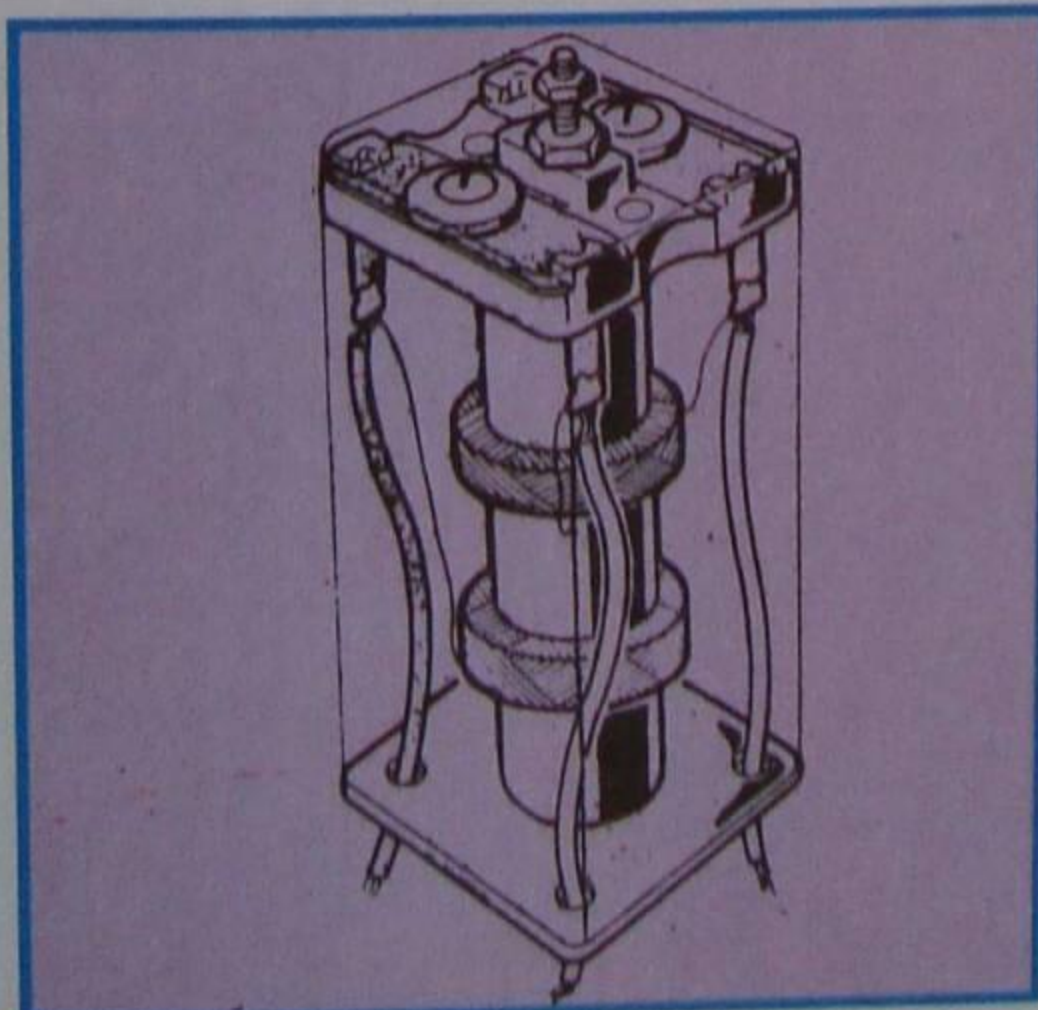
a) Sintonia capacitiva

Consiste em se colocar, em paralelo com o enrolamento a ser sintonizado, um capacitor ajustável do tipo "trimmer", de valor adequado.

O ajuste da freqüência se dá por variação de capacitância, atuando no parafuso do capacitor.

Os capacitores de sintonia devem ser de boa qualidade, isto é, de perdas reduzidas e boa estabilidade de capacitância quanto à temperatura, umidade, pó, etc. Por esses motivos, o tipo preferido para capacitor de sintonia foi o "trimmer" de mica. Na **figura 19**, mostramos um transformador de FI que se utiliza dos capacitores citados, para a ressonância.

b) Sintonia por permeabilidade

Os transformadores de FI de sintonia por permeabilidade são aqueles em que o capacitor de ressonância é fixo e a indutância é ajustada ao valor correto, modificando-se a posição de um núcleo de ferro (ferrite) no interior da fôrma. Atualmente, é o tipo de transformador de FI de maior emprego.

De fato, usando núcleo de ferrite, o número de espiras do enrolamento para uma determinada indutância é menor. Disto resulta economia de custo e de espaço. Por outro lado, menor número de espiras corresponde a menor resistência ôhmica e, conseqüentemente, maior fator de qualidade Q, do circuito.

Graças ao emprego do núcleo de ferrite foi possível miniaturizar os transformadores de FI, tornando-os adequados aos receptores portáteis, "de bolso".

É interessante observar que não se emprega núcleo de permeabilidade muito elevada nos transformadores de FI, para evitar que o ajuste fique muito crítico. Em outras palavras, se o núcleo tiver permeabilidade muito alta, uma ligeira modificação de sua posição no interior do enrolamento produzirá variação grande no valor da indutância, dessintonizando o circuito. Via de regra, o valor de μ está entre 1,5 a 3.

Esta observação é suficiente para o aluno entender que não se deve substituir indiscriminadamente o núcleo de um transformador de FI, ainda que o substituto seja de mesmas dimensões.

Para ilustrar os tipos preferenciais de transformadores de FI com núcleo ajustável de ferrite, vamos apresentar, a seguir, alguns deles. Na **figura 20**, mostramos um tipo de transformador de FI onde a fôrma é moldada em material adequado, geralmente baquelita, ou plástico, e o núcleo de ferrite, em forma de parafuso, é rosqueado no interior do tubo. Na **figura 21**, temos um tipo de transformador bastante popular, onde o enrolamento é feito sobre uma fôrma, a

Figura 19 - Transformador de FI com sintonia capacitiva.

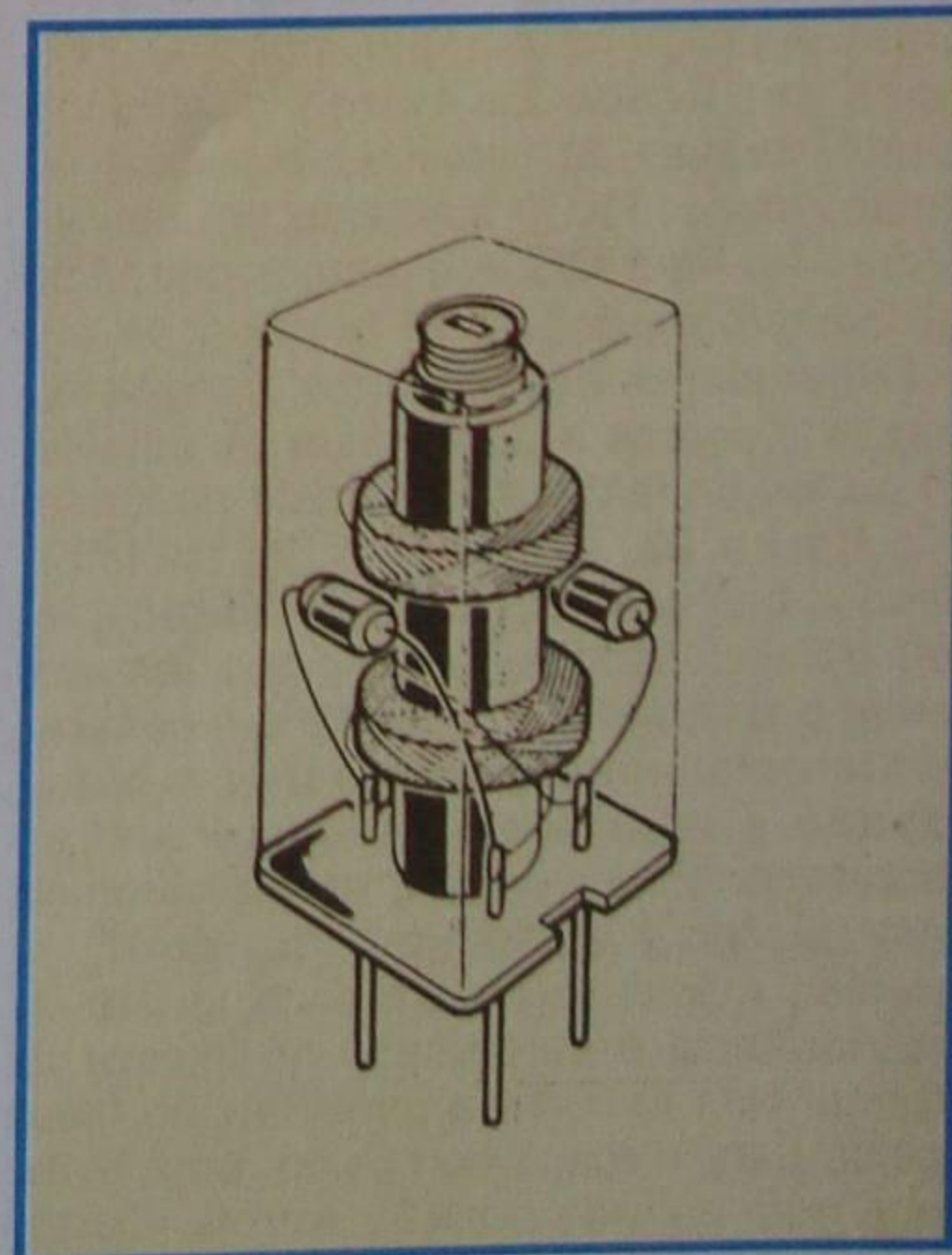



Figura 20 - Transformador de FI com sintonia indutiva.

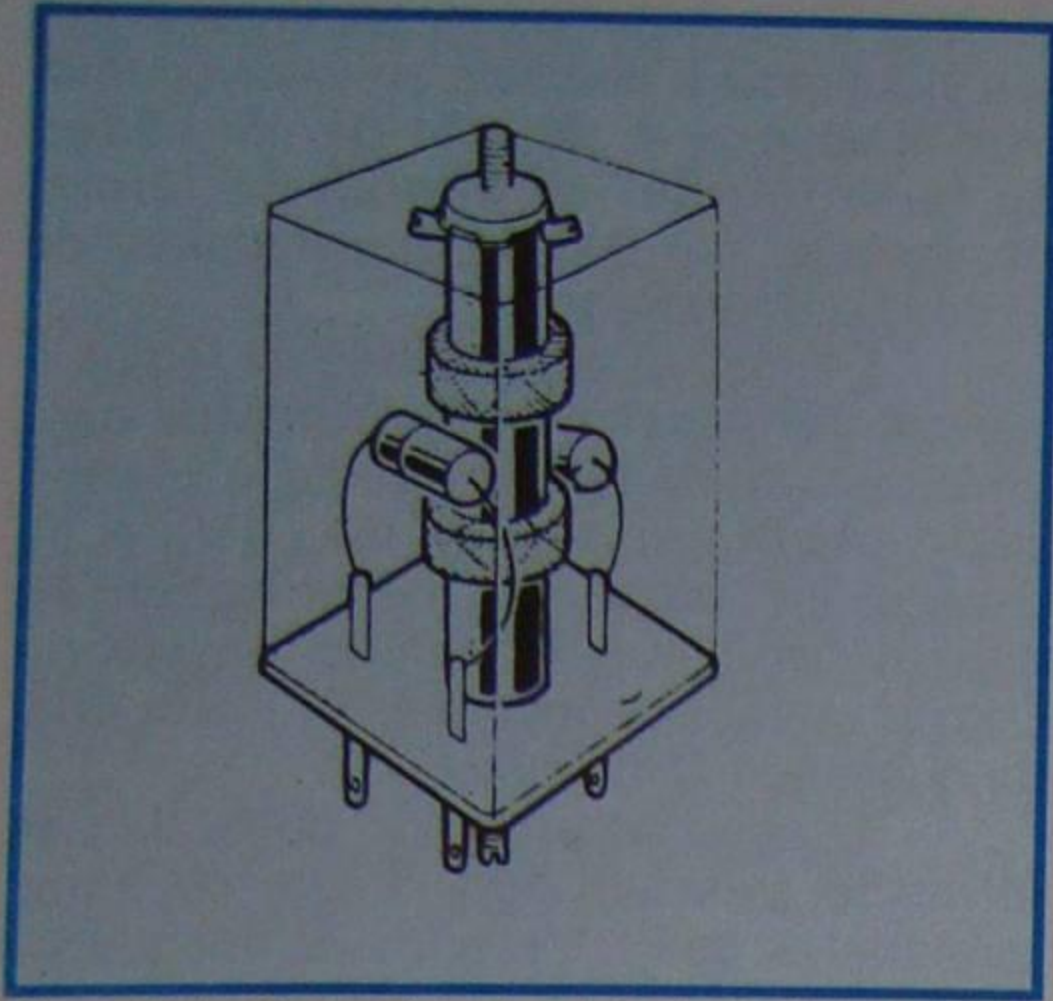



Figura 21 - Outro tipo de sintonia indutiva.

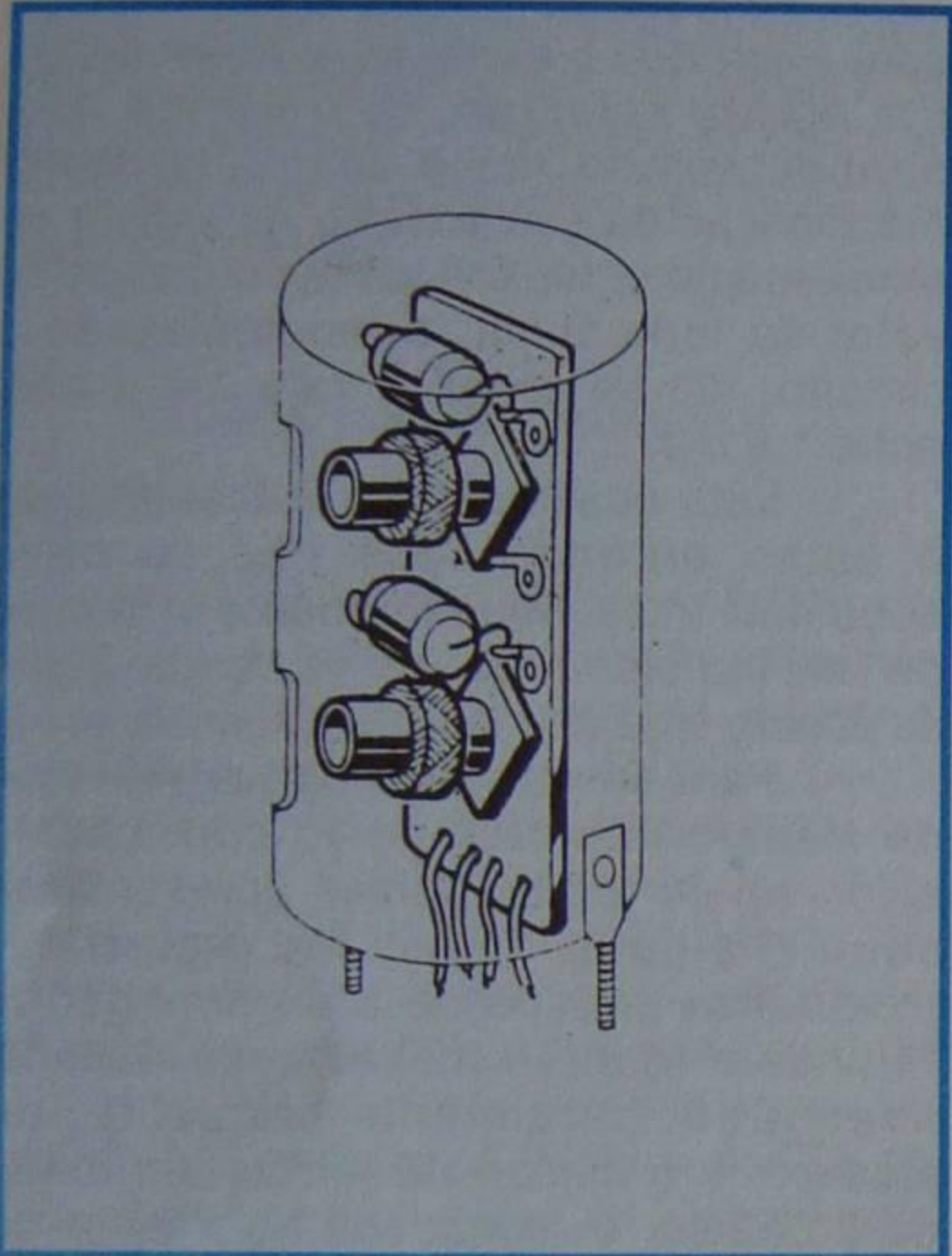



Figura 22 - Transformador de FI com enrolamentos horizontais.

qual pode ser de fenolite, papelão especial ou plástico. O núcleo de ferrite é preso a um parafuso que, por sua vez, pode ser fixado às extremidades da fôrma, através de presilhas especiais ou então, rosqueado diretamente em seu interior . Na **figura 22**, mostramos outro tipo de transformador de FI em que os enrolamentos estão dispostos horizontalmente e presos a uma chapa de fenolite. O núcleo de ferrite é enroscado na fôrma. Na **figura 23**, mostramos um transformador bastante empregado em receptores transistorizados. Como o acoplamento entre o primário e o secundário é cerrado, um enrolamento é feito sobre o outro, dando a impressão de se ter um só bobinado. Envolvendo o enrolamento há um núcleo fixo do tipo "pot-core". O núcleo móvel que permite o ajuste da ressonância é parafusado no interior da fôrma. Nas fôrmas de papelão, são feitos guias para a rosca do núcleo, para evitar que este saia da posição correta. Devido as vibrações mecânicas, é costume interpor, entre a fôrma e o núcleo móvel, um fio de borracha.

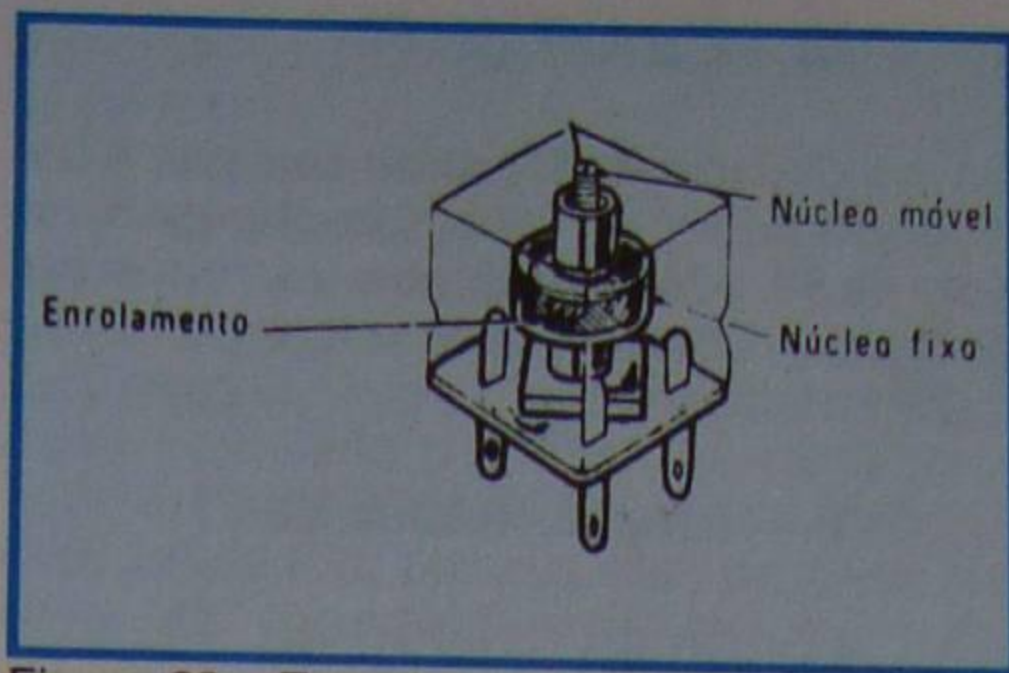



Figura 23 - Transformador de FI com núcleo "pot-core"

Os transformadores de FI são alojados em blindagens de material não magnético, denominados, na prática, de **canecas**. As blindagens são, normalmente, quadradas ou redondas, e apresentam elementos de fixação ao chassi, que variam de acordo com a finalidade. Assim, as canecas para fixação no chassi, normalmente, apresentam parafusos com porcas. Para fixação em circuito impresso apresentam travas em forma de lingüetas, que serão dobradas e soldadas.

Além dos tipos apresentados, existem transformadores especiais de uso muito restrito, com os quais dificilmente o técnico comum se depara em sua vida profissional.

2 - Amplificador de FI transistorizado

Na **figura 24**, mostramos um amplificador de FI transistorizado com seus valores típicos. É comum o emprego de duas etapas amplificadoras de freqüência intermediária, isto porque uma só é insuficiente para proporcionar o ganho requerido. Atualmente, graças ao desenvolvimento de transistores especiais, que apresentam elevado ganho de tensão em freqüências altas (quando a freqüência em questão é a de FI, este ganho é chamado de **ganho de conversão**) e alta resistência de saída, já é viável o emprego de apenas um estágio amplificador de FI, principalmente nos pequenos receptores portáteis, onde o peso e volume são importantes.

No esquema apresentado, o aluno identifica facilmente os transistores BF324 como os amplificadores de FI. O diodo D_2 é o detetor cuja carga são os resistores de 1 K e 5 K em série, sendo que este último é variável e atua como controle manual de volume. Da união dos resistores citados retira-se a tensão para o controle automático de ganho. Essa tensão é injetada exclusivamente na base do primeiro transistor amplificador de FI. O sistema de CAG do circuito que escolhemos para ilustrar o amplificador de FI transistorizado é misto. O diodo D_1 atua também como controle automático de ganho. Seu funcionamento é o seguinte:

Na ausência de sinal na entrada, devido à queda de tensão no resistor de coletor do 1º transistor amplificador de FI, a tensão no ponto **B** é mais elevada (menos negativa) do que a tensão no ponto **A**, e não passa corrente pelo diodo D_1, uma vez que ele está polarizado no sentido inverso. Quando um sinal forte é aplicado à entrada, aumenta a corrente pelo coletor do transistor amplificador de FI e, conseqüentemente, aumenta a queda de tensão no resistor de coletor (1 K em série com o primário do 2º TFI). Para um certo nível de sinal, o ponto **B** fica mais negativo que o ponto **A** e o diodo D_2 conduz, amortecendo bastante o primário do 1º TFI e, com isso, diminuindo o ganho.

Esse tipo de CAG auxiliar costuma ser chamado de CAG, CAS ou CAV por **diodo de amortecimento**.

O restante do circuito é inteiramente convencional e acreditamos não haver necessidade de repetir seu modo de funcionamento.

Apenas devemos esclarecer que, como conseqüência da grande diferença entre a resistência de entrada de um transistor e a de saída do anterior, a relação de transformação entre primário e secundário é relativamente alta, o que significa que o transformador de FI é fortemente abaixador de tensão. Tal fato justifica a necessidade de dois estágios

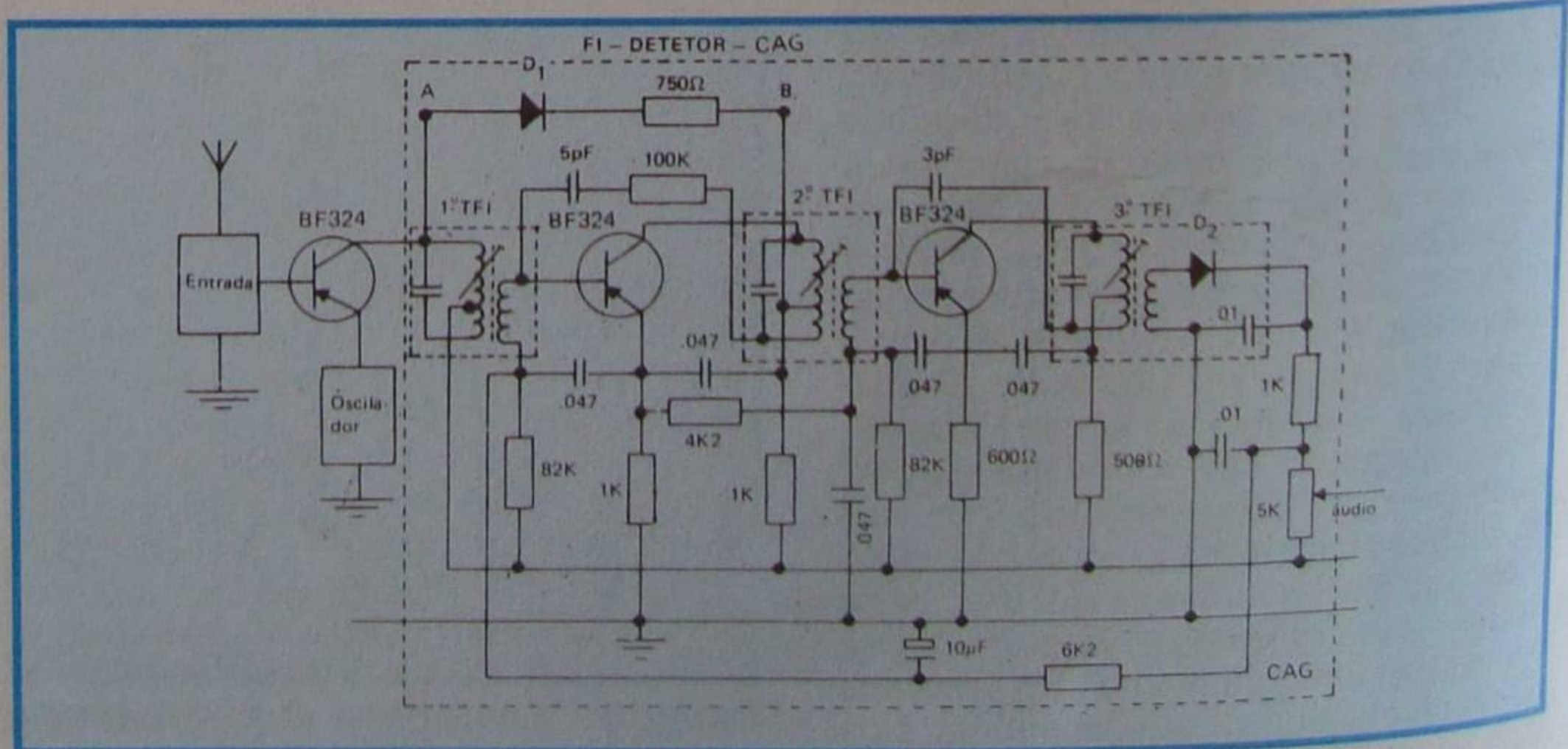



Figura 24 - Amplificador de FI com CAG série.

amplificadores de FI nos receptores transistorizados.

Para que o aluno tenha uma idéia da ordem de grandeza da redução, podemos adiantar que, para transistores cuja impedância de entrada é de cerca de 1 000 Ω e a de saída, da ordem de 30 000 Ω, a relação de transformação deverá ser de 5,5:1.

Se empregarmos um transistor com as características de entrada e saída citadas anteriormente, como amplificador de FI, utilizando um transformador cujo Q em vazio seja de 200, sintonizado por um capacitor de 4 700 pF, poderemos concluir, através de cálculo simples, que o ganho para Q carregado igual a 100 e $\beta = 100$ é da ordem de 750.

Entretanto, devido ao caráter altamente rebaixador do transformador de FI, esse ganho se reduz a:

$$\frac{750}{5,5} = 136,363 \cong 136$$

Para o transistor de entrada apresentando ganho de conversão de 100 e utilizando transformador de FI igual ao 2º proporcionará ganho, desde a base do misturador até a base do 2º amplificador de FI, de:

$$G_T = 100 \times \frac{1}{5,5} \times \frac{750}{5,5} = 2\,479,33 \cong 2\,480$$

Para finalizar, resta acrescentar que no amplificador de FI transistorizado é normal a utilização de transformador de FI de sintonia simples, ou seja, onde apenas um dos enrolamentos é sintonizado. Escolhe-se o primário como enrolamento sintonizado, porque ele vai ligado ao coletor do transistor - na montagem em emissor comum, que é a de maior aplicação -, terminal este que possui maior impedância e, por isso, impõe menor amortecimento ao circuito sintonizado.

O acoplamento entre os enrolamentos é forte, ou seja, o primário é enrolado sobre o secundário.

Mostramos, em uma lição especial, que o acoplamento forte produz uma curva de ressonância de dois picos e alarga a banda passante; entretanto, isso não acontece no caso que estamos considerando, porque apenas um dos enrolamentos é sintonizado.

IV - Controle automático de ganho

Na lição teórica, expusemos, de maneira sucinta, o modo de operação do controle automático de ganho, CAG, ou volume, CAV; nesta vamos apresentar ao aluno os circuitos práticos mais usados nos receptores comerciais.

CAG transistorizado simples

O controle automático de volume (ou ganho) do tipo simples está indicado, tanto na figura 24 como na **figura 25**, havendo a acrescentar, a não ser sobre o modo de alimentar as bases pela tensão de CAG, que pode ser:

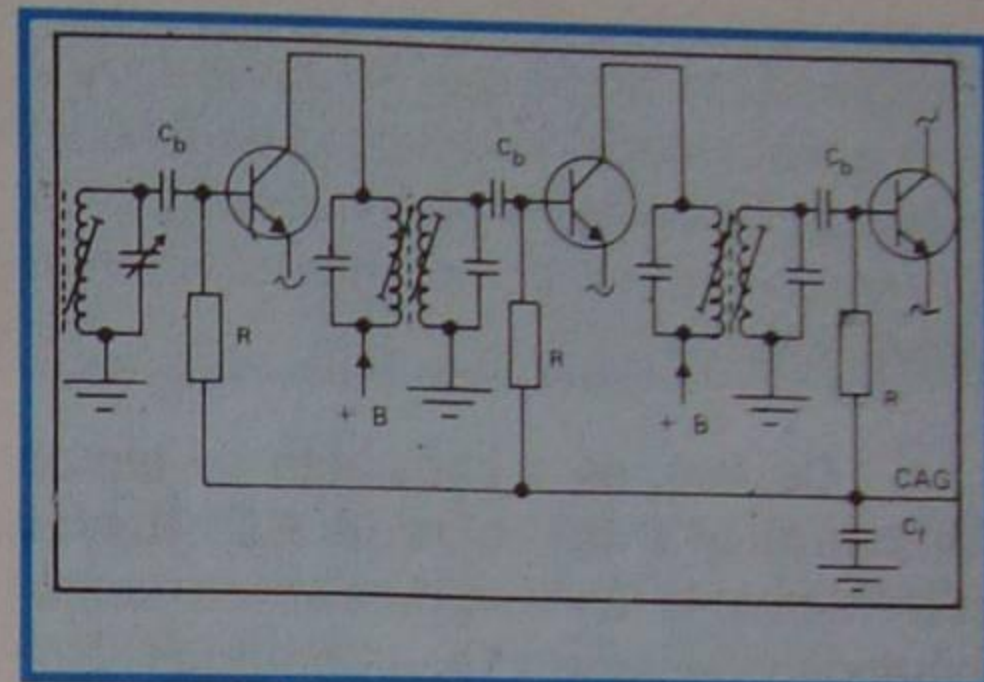



Figura 25 - Amplificador de FI com CAG paralelo.

Figura 26 - Esquema de um rádio.

Série - em que a tensão é aplicada às bases em série com o enrolamento do transformador. O CAG da figura 24 é do tipo série.

Paralelo - no qual a tensão é aplicada às bases em paralelo com o enrolamento do transformador. Na figura 25, mostramos o esquema desse tipo de alimentação. Para aplicar a alimentação em paralelo é necessário usar capacitores de bloqueio C_b, que deverão proporcionar livre passagem à freqüência de FI e, ao mesmo tempo, atuar como capacitores de filtro de CAG.

Quanto à rede RC de filtro de CAG, em circuito transistorizado, esta deve ser escolhida em concordância com a freqüência de áudio que se deve filtrar e com a "velocidade" de atuação do CAG. O valor da constante de tempo (produto R x C) representa um compromisso entre os fatores citados.

De fato, se a constante de tempo for muito grande, a rede RC filtrará eficientemente as freqüências de áudio, evitando que sejam realimentadas. Por outro lado, isso retarda a ação do CAG, ou seja, a variação de tensão é muito lenta, porque o capacitor conserva a carga.

A experiência comprova que, para atuação satisfatória do CAG, a constante de tempo do filtro RC deve estar entre 0,05 a 0,1 segundo.

Devido à baixa resistência que deve ser empregada nos circuitos transistorizados, é exigido valor elevado de capacitância. No circuito da figura 24, por exemplo, o filtro de CAG é formado pelo resistor de 6K2 e capacitor de 10 µF. A constante de tempo do conjunto é:

$$T = RC = \frac{10}{1\,000\,000} \times 6\,200$$

$$T = \frac{62\,000}{1\,000\,000} = 0{,}062$$

valor esse que está dentro dos limites exigidos.

Observação:

Com esta lição, finalizamos o estudo teórico e prático do sistema de recepção super-heteródino, bem como das várias partes que compõem um receptor de rádio transistorizado. Como a apresentação foi feita por etapas, isto é, estudando separadamente estágio por estágio, poderá parecer ao aluno menos atento que o assunto está incompleto. Não é verdade, pois basta juntar as várias partes e se terá o receptor em seu todo. Para comprovar isso, apresentamos, nas **figuras 26** e **27** dois circuitos completos de receptores comerciais transistorizados, também chamados de receptores domésticos, nos quais o aluno não terá dificuldades em localizar as várias etapas. Entretanto, para melhor facilidade, separamo-las por linhas tracejada.

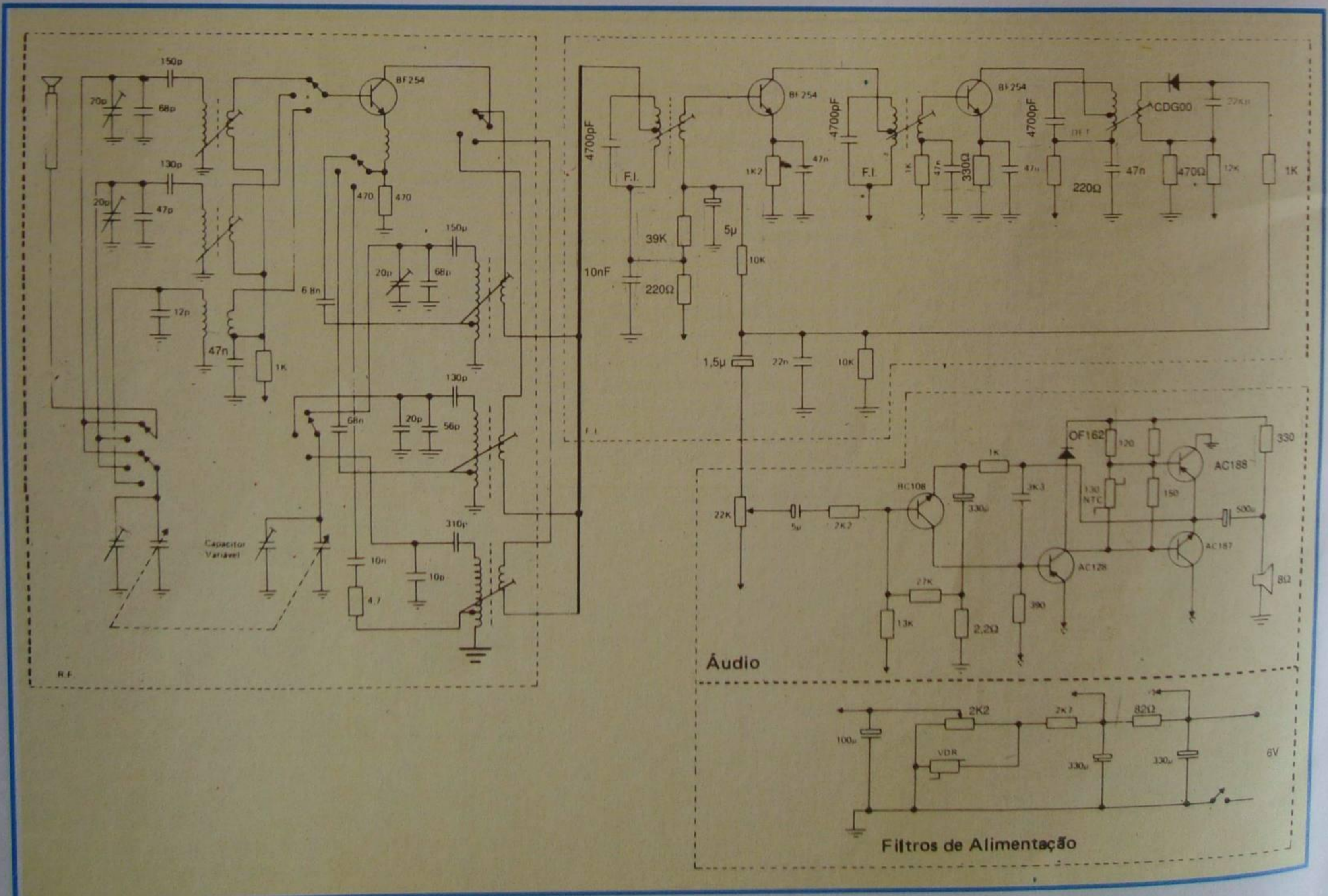



Figura 27 - Esquema de um rádio.

CURSO DE ELETRÔNICA BÁSICA RÁDIO-TV
16ª LIÇÃO ESPECIAL
INSTRUMENTOS DE LABORATÓRIO

1º MULTIPROVADOR

Introdução

Nesta série de lições especiais que ora iniciamos, procuraremos mostrar ao aluno o funcionamento dos principais instrumentos de laboratório.

Desde já, o aluno deve compenetrar-se de que os instrumentos são indispensáveis e não se admite mais o uso de chave de fenda, para verificação de tensão, ou a calibração "de ouvido".

A técnica evoluiu, e com ela os materiais e circuitos; por isso, é necessário que evolua, também, a mentalidade do técnico e que ele passe a usar métodos e instrumentos adequados. Mas, não basta simplesmente adquirir ou montar um instrumento; é necessário conhecer seu princípio de funcionamento básico, para que se possa tirar dele o maior proveito.

É com esta intenção que apresentamos esta série de lições especiais.

I - Multiprovador

O multiprovador é, talvez, o mais divulgado de todos os instrumentos de medida, pois, como seu nome sugere, com um só instrumento é possível efetuar medidas de várias grandezas elétricas. O multiprovador também é conhecido pelos nomes de **multímetro**, "meter", etc. Ele possibilita medidas rápidas de tensão, corrente, resistência e, eventualmente, de outras grandezas como indutância, capacitância, temperatura, etc.

Antes de expormos o modo de usar o multímetro, detenhamo-nos alguns momentos na análise individual das medidas de tensão, corrente e resistência. Comecemos por analisar o instrumento indicador de corrente.

a) Instrumento de bobina móvel

A quase totalidade dos multímetros utiliza como instrumento indicador de corrente, um galvanômetro (nome que se dá aos medidores de pequena corrente) de bobina móvel, conhecido como galvanômetro do tipo de **D'Arsonval.**

Essencialmente, o galvanômetro consta de um ímã permanente, uma bobina móvel e duas molas de restituição; como indicamos na **figura 1**, em corte.

Entre os pólos do ímã permanente

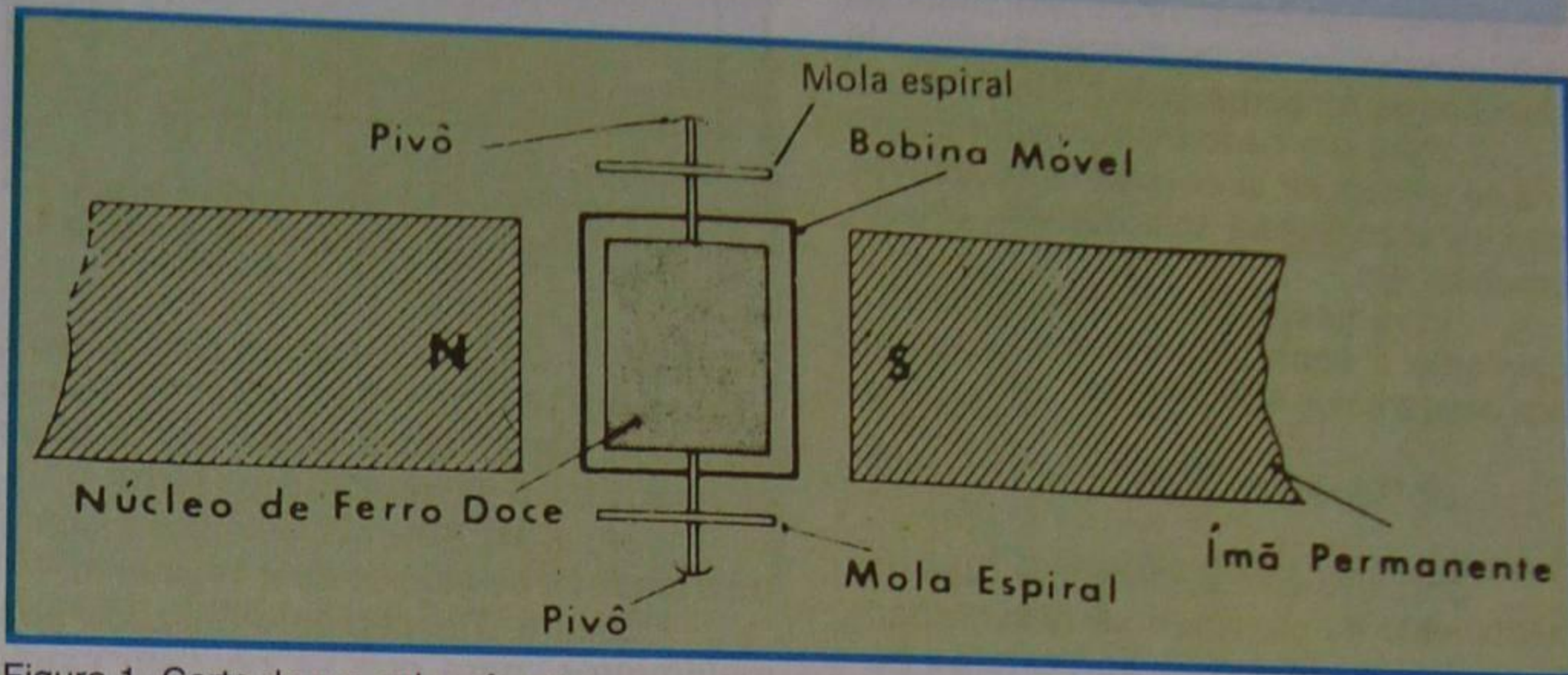



Figura 1 -Corte de um galvanômetro.

há um campo magnético, que se procura fazer o mais intenso possível. A bobina móvel tem a forma de um quadro e pode girar livremente em volta de um núcleo de material ferromagnético, cuja função é completar o circuito magnético e aumentá-lo no entreferro. A bobina é suportada por dois pivôs apoiados sobre superfícies de pouco desgaste, sendo usadas, para isso, pedras preciosas como rubi, safira, diamante, etc.

Presas aos pivôs estão duas molas espiraladas e o ponteiro como mostramos no detalhe da **figura 2**.

As molas têm funções importantes

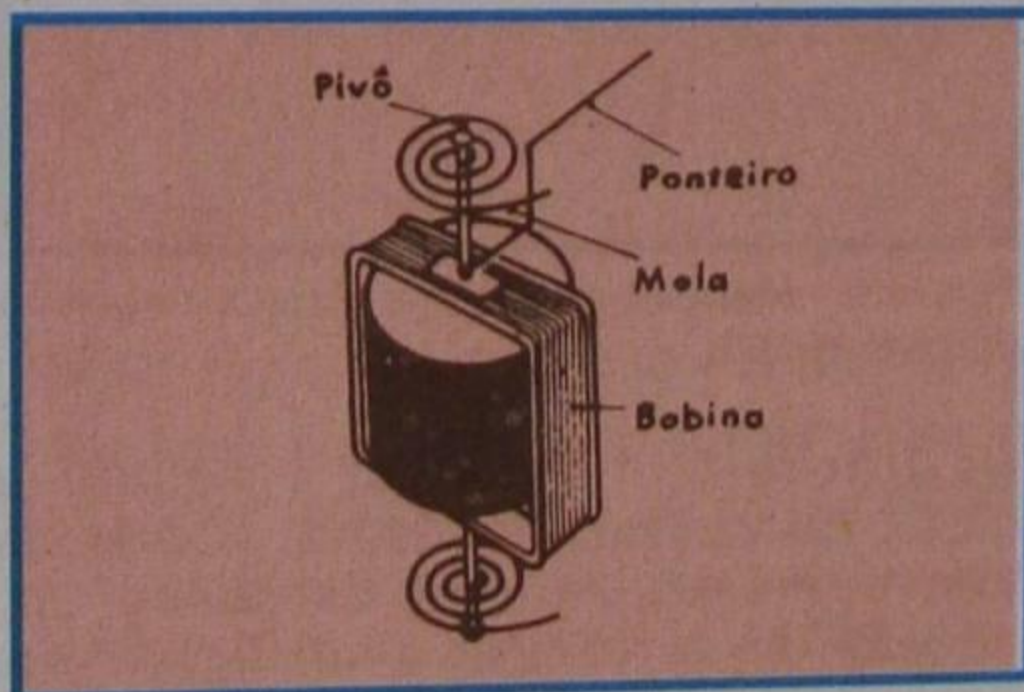



Figura 2 - Disposição das molas e ponteiro.

no instrumento. Servem como condutoras de corrente para a bobina móvel e como restauradoras do ponteiro à posição inicial.

O funcionamento do galvanômetro pode ser explicado do seguinte modo:

Quando se aplica corrente contínua à bobina móvel, cria-se, na bobina, um campo magnético que reaciona com aquele do ímã permanente. Esta reação provoca rotação na bobina móvel, proporcionalmente à corrente aplicada.

Essa rotação é indicada em uma escala graduada. Assim, se, ao aplicarmos 1 mA, o ângulo de rotação for de 100°, dividindo a escala em 100 partes iguais, cada divisão, ou seja, cada grau de rotação corresponderá a 0,01 mA (10 μA). Na **figura 3**, apresentamos o conjunto completo de um instrumento de bobina móvel.

Como afirmamos atrás, uma das funções da mola é parar o ponteiro. Isso acontece quando a "torção" que os campos magnéticos produzem na bobina se iguala à "torção" de oposição da mola. Quando se desliga a corrente, cessa o efeito de torção do campo e a mola restitui o ponteiro à posição de repouso.

Para evitar que o ponteiro ultrapasse a posição de equilíbrio em uma medida, a bobina móvel costuma ser

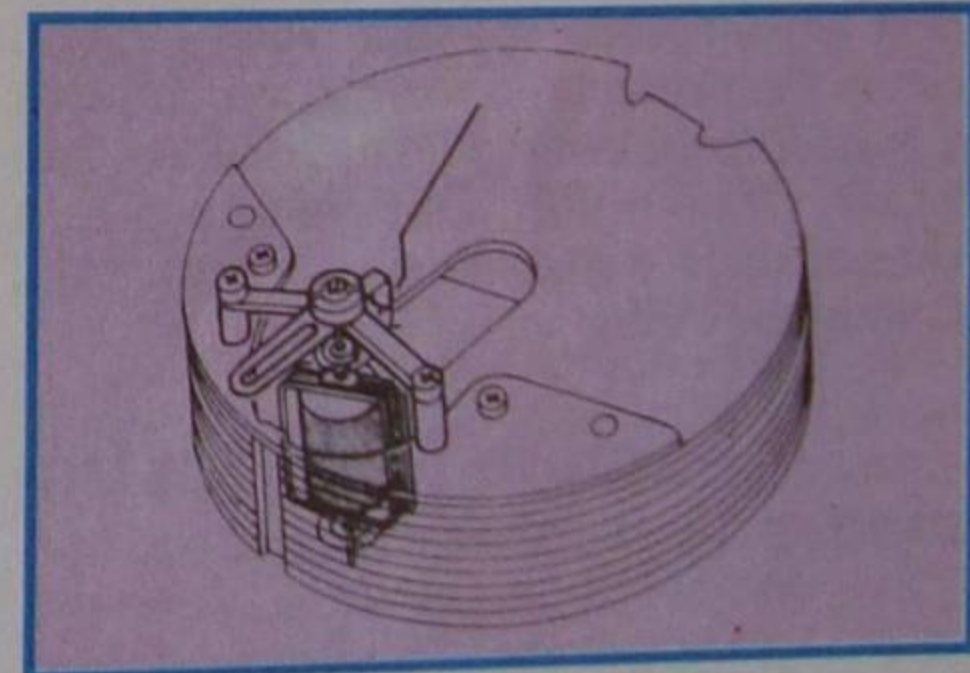



Figura 3 - Galvanômetro completo.

enrolada sobre um quadro (também chamado de bastidor) de alumínio. Esse quadro pode ser considerado como uma espira em curto-circuito e, por isso, ao mover-se no campo magnético, será sede de uma corrente de auto-indução, que levará rapidamente o sistema ao equilíbrio, evitando a oscilação do ponteiro em torno do valor da medida.

Os instrumentos do tipo descrito, ou seja, de bobina móvel, prestam-se **apenas à medida de corrente contínua.** Se a eles for aplicada corrente alternada, o ponteiro não se moverá, porque, devido a sua inércia (massa), não poderá

acompanhar a variação da corrente desde que essa variação seja relativamente rápida. Mesmo assim, são utilizados na medida de correntes alternadas, bastando para isso retificá-las previamente. Note que, neste caso, o instrumento registrará corrente contínua proporcional à alternada que lhe foi aplicada. Conhecendo-se o fator de proporcionalidade, gradua-se a escala adequadamente.

Os instrumentos de quadro ou bobina móvel são construídos para medidas que vão desde alguns microampères, até dezenas de Ampères.

Para um dado instrumento, costuma-se evidenciar suas qualidades através da indicação de sua sensibilidade, classe, precisão, etc.

Para nosso curso interessa principalmente a **sensibilidade** e é dela que nos ocuparemos em seguida.

b) Sensibilidade

Intuitivamente, dizemos que um instrumento de medida é **sensível**, quando ele é capaz de indicar **corrente de pequena intensidade**. Por exemplo, se um instrumento é capaz de medir 1 mA, a pleno desvio do ponteiro, e outro mede 2 mA, a pleno desvio, diremos que o primeiro tem maior sensibilidade que o segundo.

A fim de dar uma indicação quantitativa da sensibilidade, costuma-se defini-la como sendo **"o inverso da corrente do fim da escala"**. Indicando a sensibilidade por **S** e a corrente de fim de escala por I_{FS}, resulta da definição que:

$$S = \frac{1}{I_{FS}}$$

O aluno sabe que a corrente é medida em Ampères, ou seja, Volts ÷ Ohm; conseqüentemente, o inverso da corrente é medido pelo inverso dessa relação, isto é, em Ohm ÷ Volt. Daí resulta que a sensibilidade é medida em Ω/V, ou seja: **Ohms por Volt.**

II - Emprego do instrumento de bobina móvel

a) Na medida de corrente

Da descrição feita resulta que o instrumento de quadro móvel é essencialmente um medidor de corrente. Em sendo assim, para utilizá-lo basta conectar seus terminais em série com a fonte, ou seja, com o circuito cuja corrente se pretende medir. É o que mostramos na **figura 4**. Como se trata de corrente contínua, deve ser respeitada a polaridade ligando-se o positivo do instrumento ao positivo do circuito.

Se a corrente a ser medida for maior do que a máxima corrente que o instrumento pode suportar (corrente do fim de escala), não poderemos ligar diretamente o instrumento, porque ele se

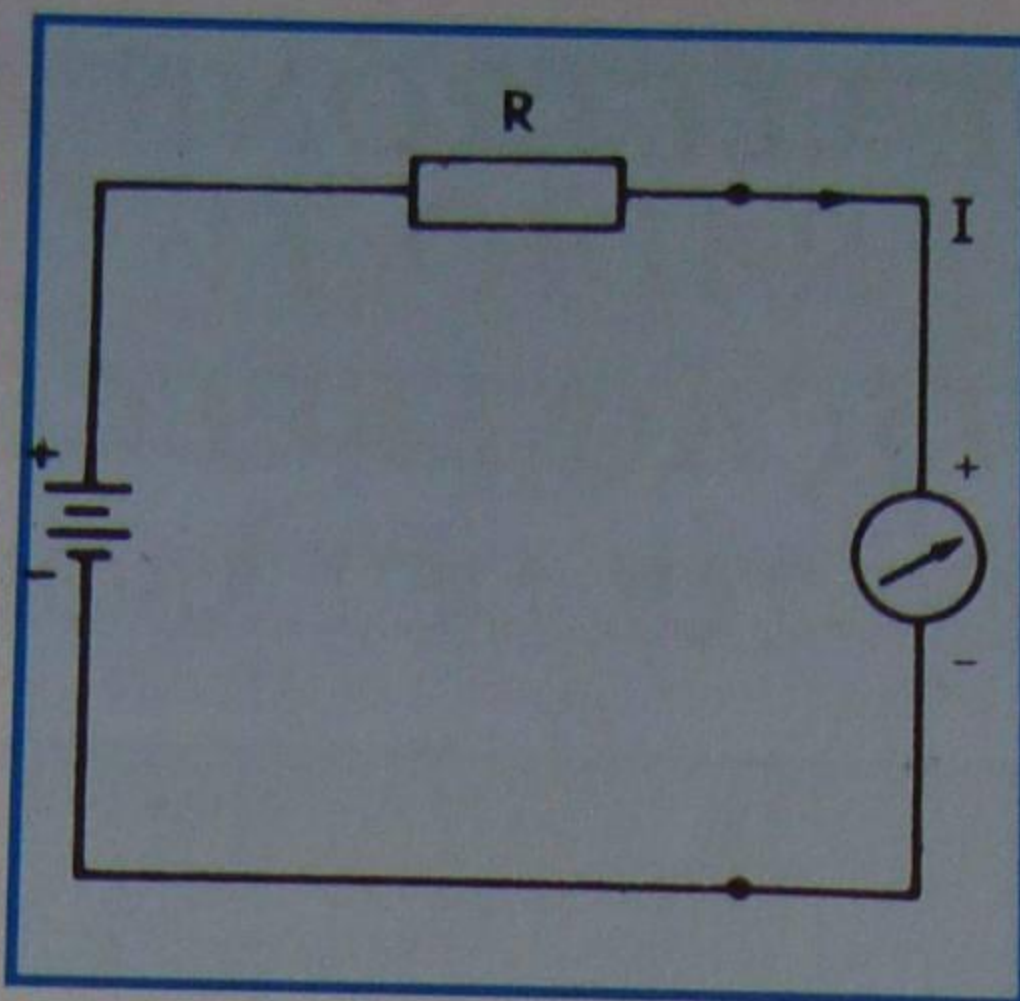



Figura 4 - Circuito para medição de corrente.

danificará, mas é possível prepará-lo para medir correntes maiores, colocando, em **paralelo** com a bobina móvel, resistências que **derivam o excesso de corrente**.

Em assim fazendo, estamos mudando o **alcance** de medida do instrumento.

Esse é o expediente utilizado nos multímetros, para que se possam medir várias correntes com um só instrumento.

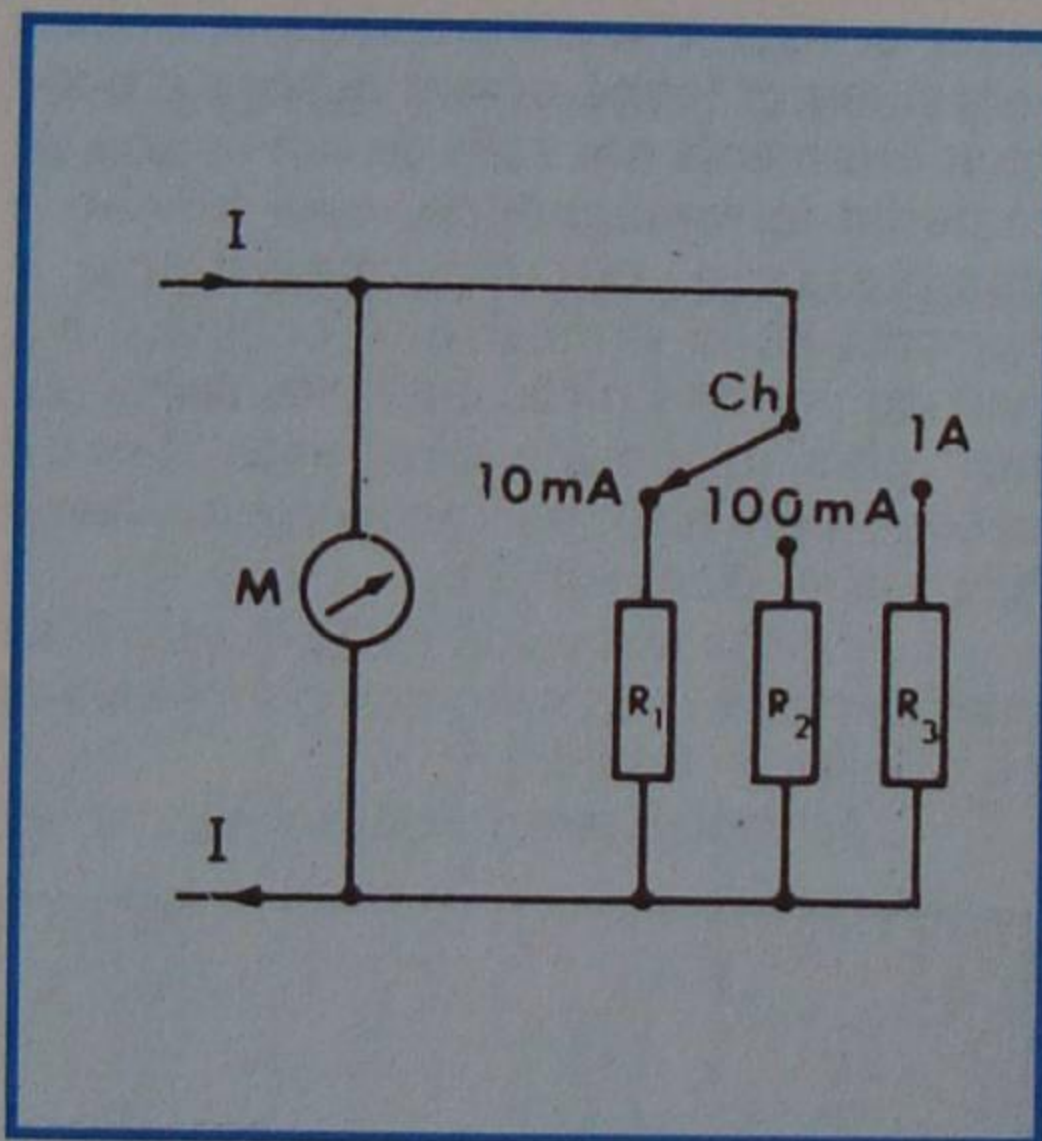



Figura 5 - Maneira de ampliar a leitura máxima do instrumento.

Na **figura 5**, mostramos o esquema básico de variação do alcance através de chaveamento. Através da chave Ch, escolhe-se o resistor a ser ligado em paralelo (shunt) com o medidor M. O cálculo do valor que deve ter cada resistor "shunt" é bastante simples. Pode-se fazê-lo por meio de expressão:

$$R_s = \frac{R_g}{n - 1}$$

onde R_s é o valor procurado, R_g é a resistência interna do instrumento (galvanômetro) e **n** é a relação entre a corrente que se deseja medir no fim da escala e a corrente de fim de escala do instrumento.

A **n** dá-se o nome de **fator de multiplicação** (ou ampliação) do instrumento.

A título de exemplificação da fórmula anterior, vamos calcular os valores de R_1, R_2 e R_3 da figura 5, para que, com o instrumento **M** de resistência interna de 100 Ω e corrente de fim de escala (corrente que proporciona a máxima deflexão do ponteiro), a qual chamaremos de i_g, de 1 mA, se possam medir correntes de 10 mA,100 mA e 1 A.

1º) Cálculo de R_1

Admitindo que R_1 seja o resistor "shunt" para o alcance de i =10 mA, o fator de multiplicação será:

$$n = \frac{i}{i_g} = \frac{10 \text{ mA}}{1 \text{ mA}} = 10$$

Como R_g = 100 Ω, resulta:

$$R_1 = \frac{R_g}{n - 1} = \frac{100}{10 - 1} = \frac{100}{9} = 11{,}11 \Omega$$

2º) Cálculo de R_2

Sendo R_2 o resistor "shunt" que aumenta o alcance para 100 mA, teremos:

$$n = \frac{100 \text{ mA}}{1 \text{ mA}} = 100$$

e:

$$R_2 = \frac{R_g}{n - 1} = \frac{100}{100-1} = \frac{100}{99} = 1{,}01 \Omega$$

3º) Cálculo de R_3

Como R_3 deve aumentar o alcance para 1 A, ou seja, 1 000 mA, resulta:

$$n = \frac{1\,000 \text{ mA}}{1 \text{ mA}} = 1000$$

e:

$$R_3 = \frac{R_g}{n - 1} = \frac{100}{1000 - 1} = \frac{100}{999} = 0{,}10 \Omega$$

Como o valor de corrente é relativamente alto, resulta que a potência de dissipação do resistor será alta.

Pode-se construir esses resistores; para isto, deve-se escolher o fio adequado, podendo ser de níquel-cromo, constantana, etc., ou, mesmo, fio de cobre.

O fio deverá suportar a corrente que passa por ele, sem fundir-se. No caso em que se utilize fio de cobre, ele deve ter

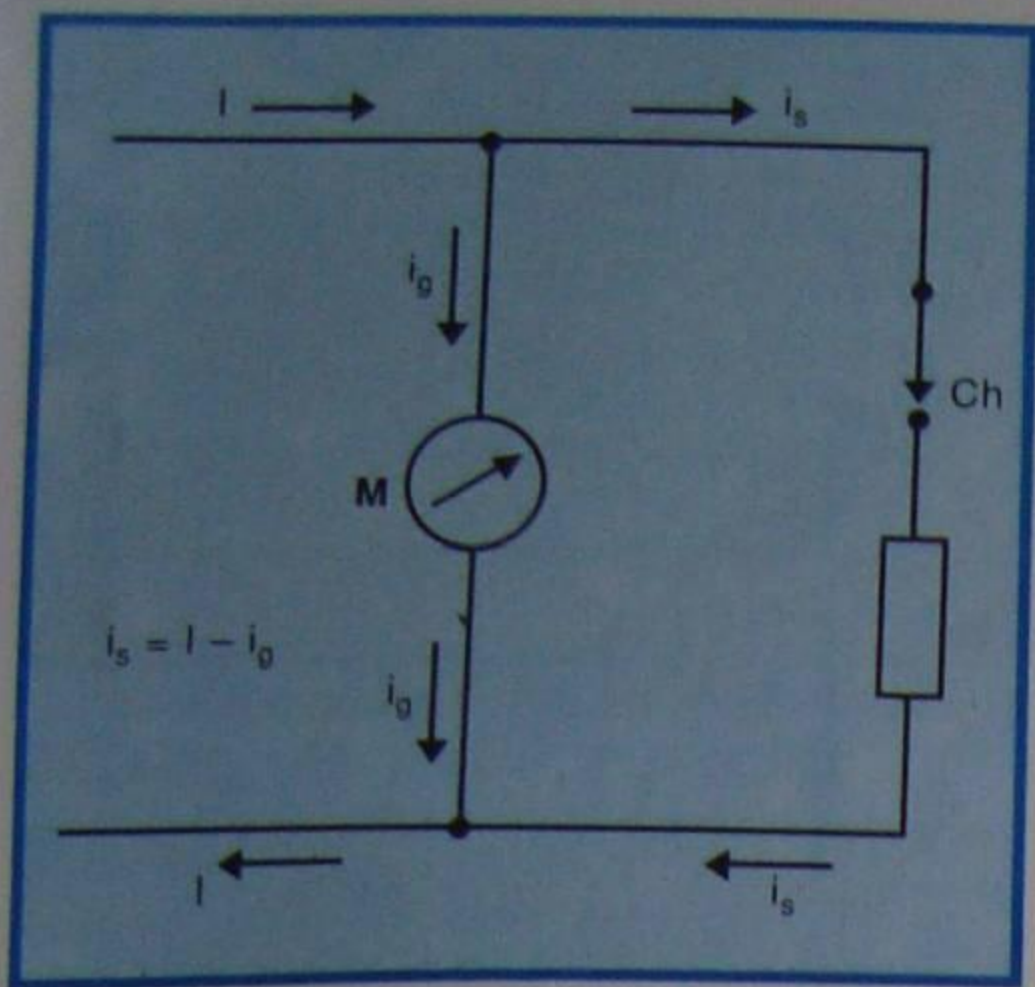



Figura 6 - Corrente que circula no circuito.

diâmetro tal que não se aqueça, nem ligeiramente, com a corrente que circula por ele, para evitar a mudança do valor da resistência, pois, como o aluno sabe, esta varia com a temperatura.

A corrente que passa pelo "shunt" é, evidentemente, **a diferença entre a corrente total e aquela derivada pelo instrumento**, como se pode notar na **figura 6**. Como a corrente do galvanômetro (instrumento) é pequena, considerada em relação à corrente a ser medida, pode-se, a favor de segurança, tomar esta última como sendo a corrente do "shunt".

Assim, em nosso exemplo, a corrente em R_1 será de 10 - 1 = 9 mA, em R_2 será de 100 - 1 = 99 mA e em R_3 de 1 000 - 1 = 999 mA, mas, para efeito de cálculo, podemos admitir que sejam 10, 100 e 1 000 mA, respectivamente.

Consultando-se uma tabela de fio que indique a resistência do condutor e a corrente que ele pode suportar, torna-se fácil a construção do "shunt".

b) Na medida de tensão

Certamente, quando se mede corrente com um instrumento de quadro móvel, essa corrente produz queda de tensão nos terminais do galvanômetro; conseqüentemente, o instrumento pode ser usado, também, para medir tensão.

A tensão máxima que se pode medir é aquela que provoca o máximo desvio do ponteiro. Sendo R_g a resistência do instrumento e i_g a máxima corrente que ele pode medir diretamente, resulta que a maior tensão que se pode aplicar ao instrumento é:

$$V_g = R_g \cdot i_g$$

No instrumento que tomamos para exemplo, como $R_g = 100\ \Omega$ e $i_g = 1$ mA, resulta que a maior tensão que se pode aplicar em seus terminais é de:

$$V_g = 100\ \Omega \times 1\text{ mA} = 100 \times \frac{1}{1\,000} = 0{,}1\text{ V}$$

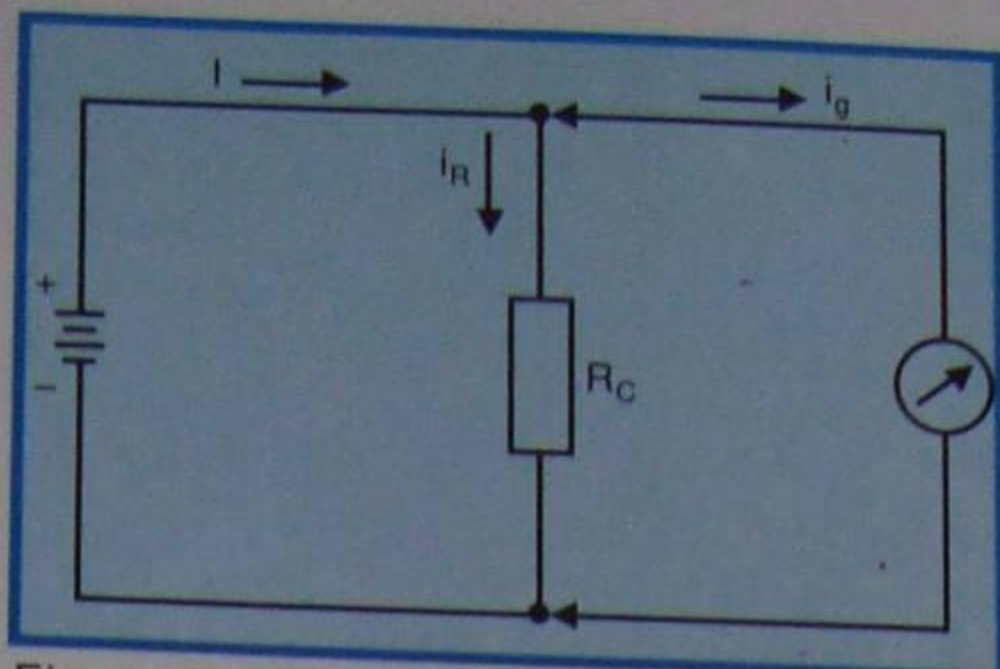



Figura 7 - Ligação do galvanômetro como voltímetro.

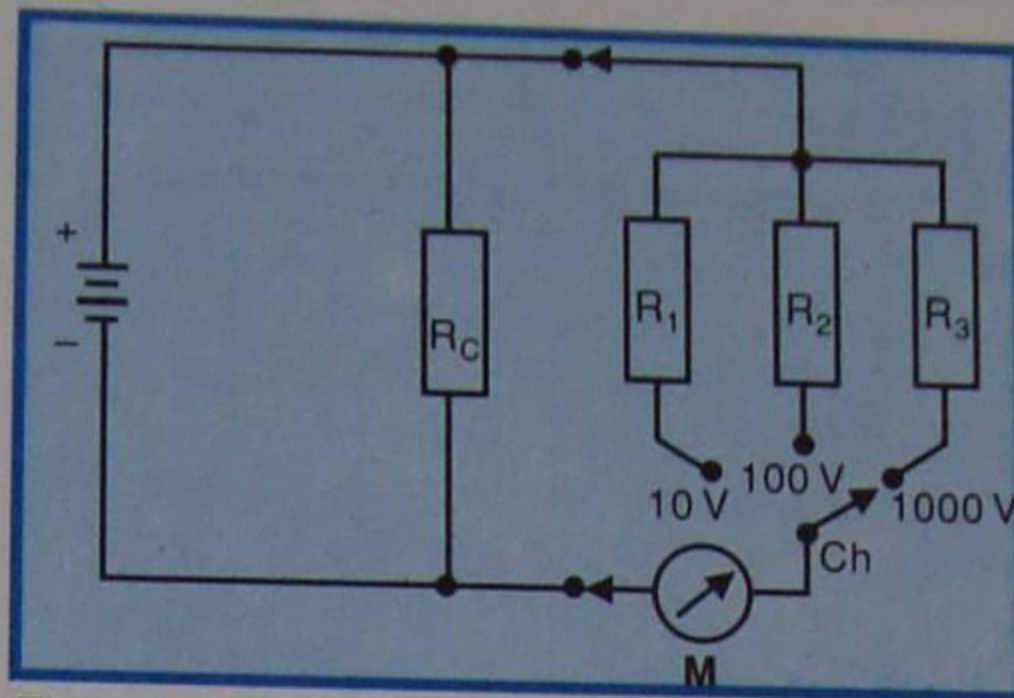



Figura 8 - Ampliação do fundo de escala na aplicação de voltímetro.

Isto quer dizer que esse galvanômetro só pode ser ligado a uma fonte cuja tensão não ultrapasse 0,1 V.

A ligação do instrumento, para que funcione como voltímetro, deve ser feita em **paralelo** com a fonte ou circuito cuja tensão se quer medir, como mostramos na **figura 7.**

Também aqui é possível aumentar o alcance das medidas de tensão, isto é, medir tensões superiores ao campo de medida do instrumento, colocando-se resistores adicionados em **série** com o galvanômetro. É o que mostramos no esquema da **figura 8**.

Os valores dos resistores-série R_1, R_2, R_3, etc., são facilmente calculáveis pela fórmula:

$$R_a = R_g\ (n-1)$$

sendo $\mathbf{R_a}$ o resistor adicional que devemos **ligar em série com o instrumento**, R_g a resistência interna do instrumento e **n** a relação entre a tensão que se quer medir no fim da escala e a tensão que o galvanômetro necessita para dar o máximo desvio, se ligado diretamente à fonte.

A título de exemplo, vamos determinar o valor dos resistores-série R_1, R_2 e R_3 da figura 8, para que o instrumento de 100 Ω de resistência interna e 1 mA de corrente de fim de escala meça tensões de 10 V, 100 V e 1 000 V.

1º) Cálculo de R_1

Admitindo que R_1 seja o resistor adicional para medir 10 V, o fator de amplificação será:

$$n = \frac{V}{V_g} = \frac{V}{R_g \cdot i_g} = \frac{10}{100 \times 0{,}001\text{ A}} = \frac{10}{0{,}1} = 100$$

Conseqüentemente, R_1 será:

$$R_1 = R_g\ (n - 1) = 100\ (100 - 1)$$
$$R_1 = 100 \times 99 = 9\,990\ \Omega$$

2º) Cálculo de R_2

Supondo que R_2 seja o resistor necessário para ampliar a medida até 100 V, como $V_g = 0{,}1$ V, teremos:

$$n = \frac{100}{0{,}1} = 1\,000$$

e:

$$R_2 = R_g\ (n - 1) = 100\ (1\,000 - 1)$$
$$R_2 = 100 \times 999 = 99\,900\ \Omega$$

3º) Cálculo de R_3

Para R_3, teremos:

$$n = \frac{1\,000}{0{,}1} = 10\,000$$

$$R_3 = R_g\ (n - 1) = 100\ (10\,000 - 1)$$
$$R3 = 100 \times 9\,999 = 999\,900\ \Omega$$

Como o aluno pode observar pelos cálculos que efetuamos, tanto os resistores "shunt" como os resistores-série requerem valores difíceis de encontrar-se no mercado, porque fogem aos padronizados. Além disso, os resistores devem ser de grande precisão, geralmente 1%, para que as medidas resultem confiáveis. Aqui reside a maior dificuldade na construção caseira de um multímetro.

c) Medida de tensão alternada

Todos os multímetros permitem a medida da tensão alternada. Para que isso seja possível, a tensão alternada é retificada, ou seja, transformada em contínua ou pulsante, através de diodos retificadores.

Na **figura 9** mostramos um circuito típico. O resistor R é usado para diminuir a tensão e, assim, conseguir o alcance desejado. Os diodos D_1 e D_2 atuam da seguinte maneira:

Suponhamos que a tensão no ponto **A** seja positiva (semiciclo positivo da corrente alternada); então, o diodo D_1 conduz, a corrente passa pelo galvanômetro e D_2 fica bloqueado. No semiciclo negativo, o ponto A é negativo; portanto, o diodo D_1 fica bloqueado e D_2 conduz. Nesta situação não passa corrente pelo galvanômetro. Conseqüentemente, a corrente que o galvanômetro registra

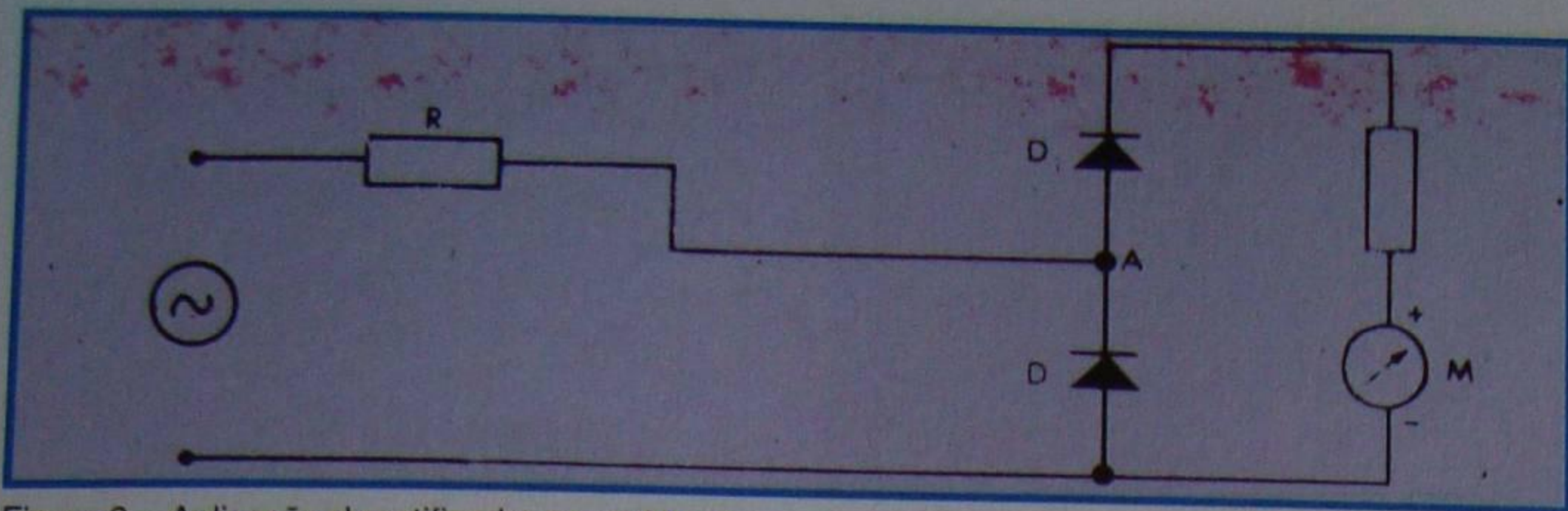



Figura 9 - Aplicação do retificador no multímetro.

corresponde ao valor médio da retificação de meia onda.

A escala do multímetro é graduada em função do valor eficaz.

A sensibilidade do multímetro para as medidas de tensão alternada **é menor** do que na medida da tensão contínua e, praticamente, a metade, nos instrumentos de maior categoria. Isto é fácil de entender considerando-se que a tensão média da CA corresponde, aproximadamente, a 0,45 do valor da tensão eficaz. Isto significa que se aplicarmos 100 V de CC, o ponteiro irá até o fim da escala. Aplicando os mesmos 100 V eficazes de CA, o ponteiro estacionará na marca de 45 V. Ora, para que o ponteiro tenha deflexão total, devemos aumentar a corrente, ou seja, diminuir a sensibilidade.

A medida de CA é feita da mesma maneira que indicamos para CC, mas com a chave de funções na posição de CA e o alcance no valor conveniente.

Devemos ressaltar que, quando a ordem de grandeza da tensão é desconhecida, é necessário iniciar a medida sempre pelo maior alcance e diminuí-lo, progressivamente, até que o ponteiro pare mais ou menos na metade da escala.

Na medida de CA não há necessidade de observar a polaridade das pontas. Este fato serve para distinguir se uma tensão desconhecida é alternada ou contínua. Para isso, basta colocar o multímetro na função de voltímetro de CC e inverter as pontas. Se a rotação do ponteiro não se inverter, a tensão será alternada. Isto parece sem importância, mas não é, porque, se for medida tensão contínua com o aparelho na função de voltímetro de CA, o valor acusado pelo galvanômetro será bem maior do que o real.

Finalmente, devemos acrescentar que a medida de tensão alternada só será válida quando esta for senoidal. Assim, se for medida tensão de onda quadrada, ou dente-de-serra, no voltímetro para CA, o valor indicado na escala não terá significado a menos que se conheça o fator de conversão.

d) Na medida de resistências

O galvanômetro de bobina móvel pode, também, ser empregado para medir resistências. O esquema de princípio de funcionamento é aquele que mostramos na **figura 10**.

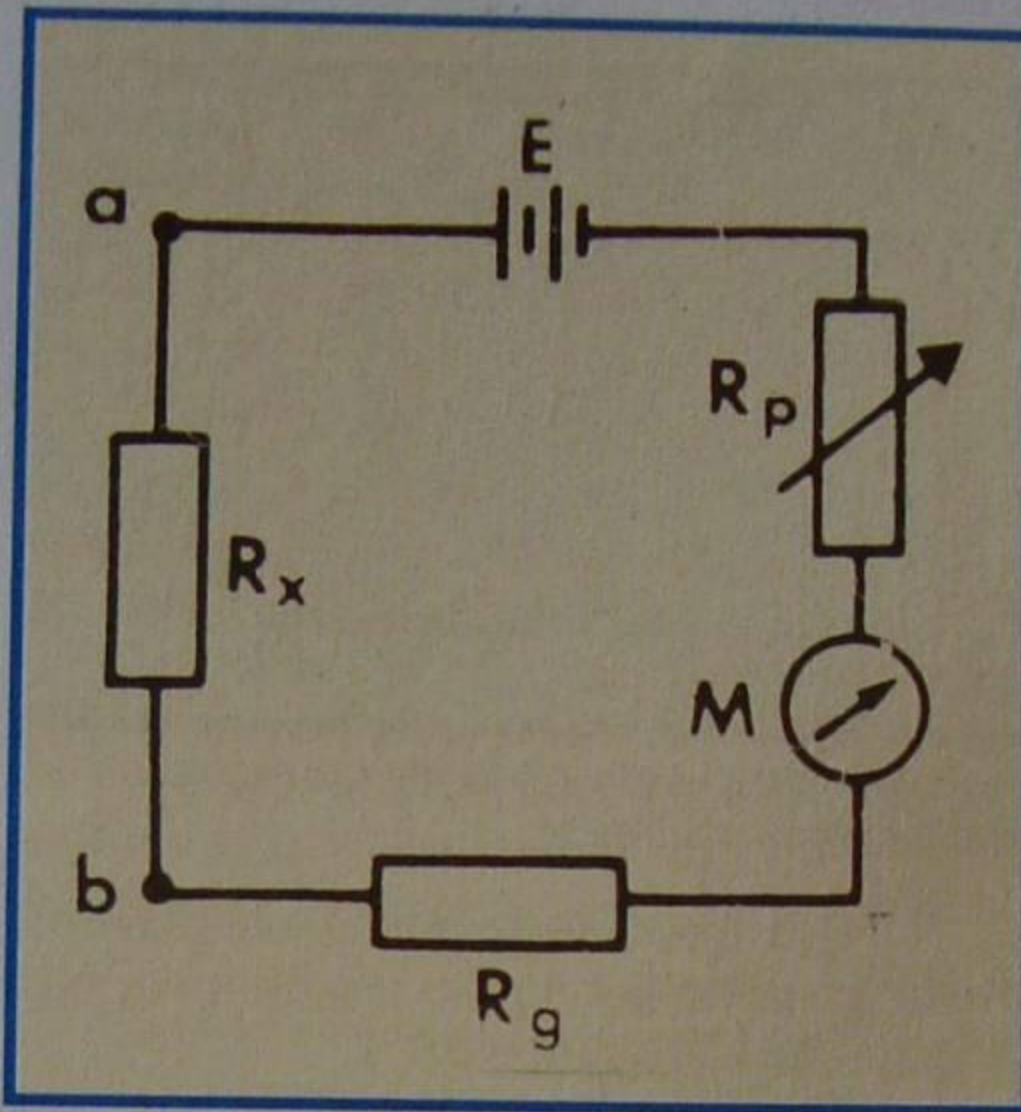



Figura 10 - Princípio de funcionamento do ohmímetro.

Como se observa, trata-se de um circuito-série, formado pelo instrumento de resistência interna R_g a bateria de tensão **E**, um resistor de proteção R_p e o resistor desconhecido R_x.

É claro que pelo instrumento passará corrente, cujo valor depende da resistência R_x. Em particular, se curto-circuitarmos os pontos **a** e **b** do esquema da figura 10, ou seja, se ligarmos a esses pontos uma resistência nula, o ponteiro deverá indicar a **máxima deflexão**. Para evitar que a corrente seja superior àquela que o instrumento suporta, é usado o resistor R_p, que é um limitador de corrente. Para maior comodidade, R_p é variável, o que permite ajustar a corrente máxima, à medida que a bateria se descarrega.

O ajuste do ponteiro no fim da escala é chamado de ajuste de zero, sendo necessário sempre que se efetua uma medida de resistência e, também, quando se muda o alcance das medidas.

O resistor limitador de corrente R_p pode ser substituído por um divisor de tensão, como indicamos na **figura 11**, que é a disposição preferida pelos fabricantes de instrumentos.

Figura 11 - Variante do circuito da figura 10.

Para ampliar o alcance do medidor de resistências é muito comum o uso de atenuadores resistivos. Por outro lado, quando a resistência a ser medida é de valor elevado, é necessário aumentar o valor da tensão aplicada para que a corrente no instrumento, tenha a intensidade suficiente para deslocar completamente o ponteiro. Por esse motivo, os multímetros mais bem elaborados costumam empregar duas fontes de CC, uma constituída por uma ou duas pilhas de 1,5 V, que fornecem a corrente para a medida de resistências baixas e médias, e outra comportando uma bateria de, normalmente, 9 V, para medida de resistências elevadas. Na **figura 12**, mostramos um circuito de medidor de resistência utilizando o instrumento de quadro móvel, que incorpora os refinamentos citados, ou seja, atenuador e bateria de tensão alta. Note que, para aumentar ainda mais o alcance de medida de resistências elevadas, na posição de resistências altas, as duas baterias são ligadas em série.

Figura 12 - Circuito de um ohmimetro.

É de se observar que, quanto maior a resistência a ser medida, menor é a corrente que passará pelo instrumento, e que variações grandes de resistência provocam pequenas variações na corrente; conseqüentemente, a escala do medidor de resistência não é linear, ou seja, não há proporcionalidade constante entre o número de divisão e o valor da resistência. O aluno observará, em qualquer multímetro, que a escala de Ohms é expandida no início e comprimida no fim. Em conseqüência desse fato, sempre que se medir resistências, deve-se escolher o alcance onde o ponteiro pare mais ou menos no meio da escala, porque aí a leitura é mais acurada.

e) O multímetro

Reunindo os circuitos básicos que apresentamos, teremos o multímetro ou multiprovador, objeto deste capítulo. A sua construção caseira, embora possível, esbarra em uma série de dificuldades, tais como a aquisição ou construção dos

resistores com o valor e tolerância adequados, caixa, apresentação, chaves de baixa resistência, etc., que desencorajam o construtor. Por isso, a solução é adquirir um multímetro de marca conceituada.

Para a aquisição de um multímetro é necessário conhecer suas características, principalmente as que indicamos em seguida.

III - Características principais de um multiprovador

a) Mecânicas

As características mecânicas referem-se, obviamente, àquelas de caráter construtivo, tais como: tamanho, peso, robustez, facilidade de interpretação da escala, etc. Essas características devem ser encaradas pelo comprador em função do destino que será dado ao instrumento. Assim, o técnico reparador domiciliar deve dar preferência a um multímetro portátil, isto é, leve, mas que seja também robusto, ou seja, de construção sólida, para evitar que ele se danifique com os constantes choques mecânicos. É claro que, se o multímetro se destinar à bancada de oficina ou laboratório, a portabilidade deixará de ser importante devendo a escolha recair no aparelho que tenha escala ampla e fácil de ser lida, desde que, evidentemente, possua as características elétricas requeridas.

b) Elétricas

Entre as características elétricas importantes de um multiprovador, as que norteiam sua aquisição, de um modo geral, são: **sensibilidade**, **precisão** e **alcance**.

Sensibilidade

Definimos, anteriormente, a sensibilidade de um instrumento de quadro móvel. A sensibilidade do multímetro depende, é claro, daquela do galvanômetro; entretanto, pode ser diferente dela.

Para que não pairem dúvidas, definiremos a sensibilidade do aparelho como sendo o inverso da corrente que ele retira da fonte (circuito) para deflexão máxima do ponteiro. É medida em Ohms por Volts (Ω/V).

É muito comum, nos multímetros comerciais, que a sensibilidade do aparelho seja um pouco menor do que a do galvanômetro. Isto se deve ao fato da existência de resistência em paralelo com o instrumento, a qual deriva uma parte da corrente retirada da fonte.

Figura 13 - Esquema de princípio da medição de L e C.

Precisão

Como precisão de um aparelho de medida devemos entender a exatidão com que ele efetua a medida, ou seja, o quanto mais próxima a indicação está do valor real. Em suma, a precisão indica o erro relativo da medida. É indicada em porcentagem. Evidentemente, quanto menor é a porcentagem, maior é a precisão.

Em todos os aparelhos a precisão é indicada para leituras no meio da escala, posição em que ela é maior.

Alcance

Por alcance deve-se entender a maior medida que se pode efetuar com o aparelho. Como ficou mostrado linhas atrás, o alcance ou campo de medida do instrumento é pequeno; por isso, utilizam-se resistores em série, ou paralelo, para aumentar seu campo de medida. Nos multímetros o alcance é escolhido de acordo com a medida que se quer efetuar. Para isso, os aparelhos possuem chave comutadora de alcance.

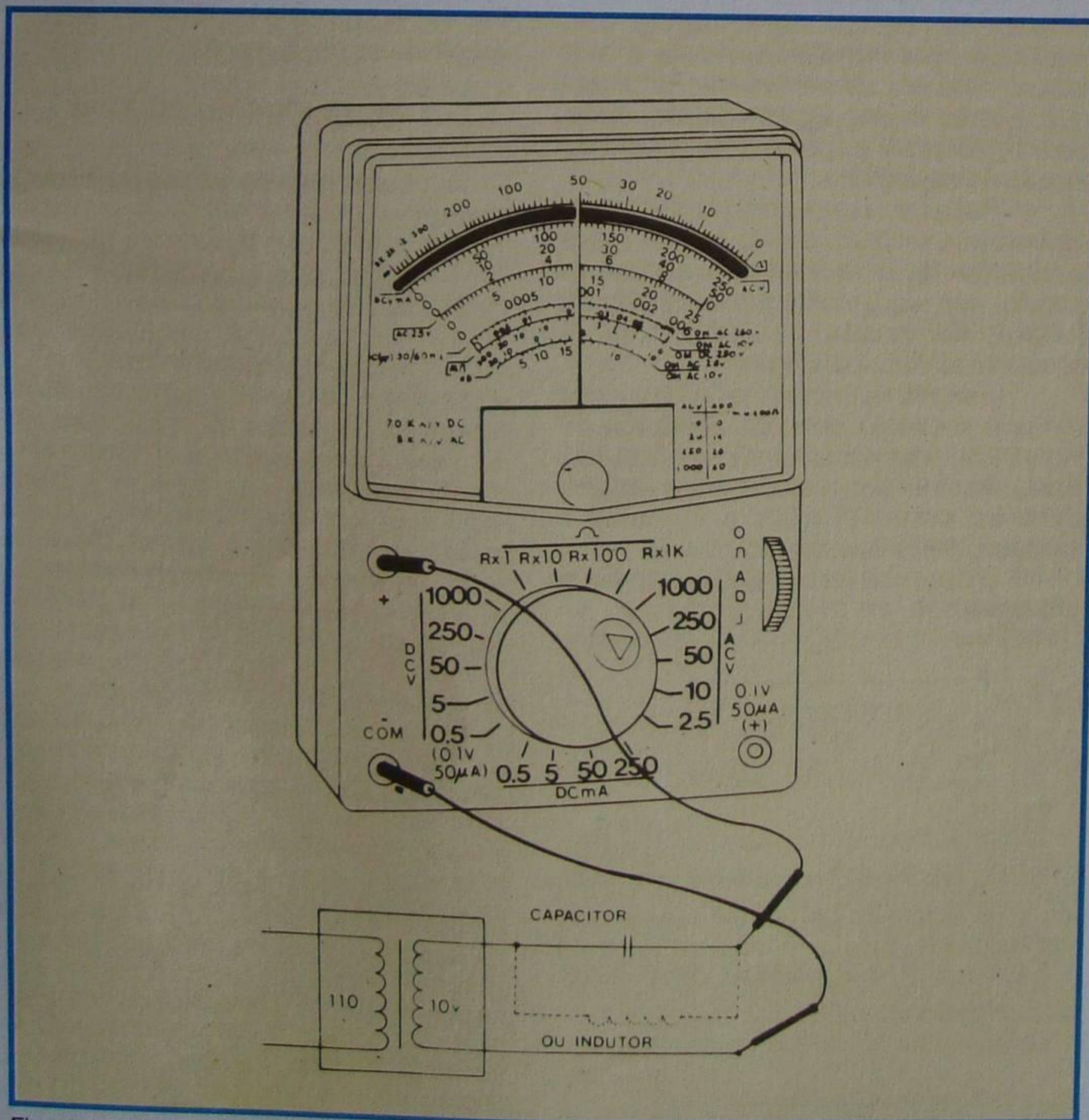
c) Manutenção

Embora não se trate de característica do multímetro, ao adquiri-lo, deve-se levar em consideração a possibilidade de se encontrarem componentes para reposição em caso de acidente com o aparelho. É desejável, portanto, que o multímetro seja de fabricação nacional ou, se estrangeiro, que existam postos de assistência técnica no país.

IV - Como adquirir um multiprovador

Dado o grande número de tipos de multiprovadores existentes no mercado, o principiante, geralmente, fica indeciso sobre a escolha. No item anterior, ao tratarmos das características do multiprovador, já delineamos uma orientação para a escolha do aparelho. Entretanto, além das características técnicas, deve ser levada em conta a necessidade do aparelho, ou seja, onde e para que ele vai ser usado. De fato, se o aparelho de medida se destinar, por exemplo, à medida de tensões em aparelhos transistorizados, não haverá necessidade de que ele tenha alcance de várias centenas de Volts.

Quanto maior a sensibilidade de um multímetro e quanto mais sofisticado ele for, maior será, evidentemente, seu preço.

Para os trabalhos normais de reparação em rádio e televisão transistorizados, um multímetro de sensibilidade de 20 000 Ω/V, que possibilite medidas de tensão CA e CC de até 1 000 Volts, de corrente de até 10 A e resistência desde

alguns Ohms até cerca de 10 MΩ, satisfaz plenamente, e com ele se podem efetuar quase todas as medidas de interesse.

Como regra geral para a aquisição de um multiprovador, o aluno deve analisar os seguintes itens:

1º) Local onde será usado o aparelho, isto é, se na bancada ou domiciliarmente.

2º) Espécie de grandezas se que deve medir com mais freqüência e que alcance deve ter o medidor.

3º) Sensibilidade mínima admissível.

4º) Facilidade de manutenção.

V - Outras medidas

Um multiprovador que usa instrumento de quadro móvel, como o que apresentamos até aqui, é um aparelho bastante versátil permitindo outras medidas, além das que apresentamos, no 3º e 4º passo a passo, tais como a de indutância, capacitância, decibéis, etc.

Em princípio, o que se faz é propor arranjos, de maneira que as grandezas a serem medidas provoquem corrente contínua para defletir o galvanômetro.

a) Medida de indutância e capacitância

Alguns multímetros costumam apresentar escalas para leitura de determinados valores de indutância e capacitância, dentro de certa faixa.

O princípio da medida consiste em aplicar uma tensão alternada senoidal, de uma fonte externa, ao indutor ou capacitor em série com o multímetro na função de voltímetro de CA. A reatância do indutor ou capacitor provoca uma queda de tensão proporcional ao valor da capacitância ou indutância. Como o circuito é em série, o aparelho acusa diferença entre a tensão aplicada (conhecida) e a queda no indutor ou capacitor. Portanto, a cada valor de indutância ou capacitância. Basta graduar a escala em função desses valores.

Figura 14 - Exemplo do multímetro comercial.

O esquema de princípio é aquele que mostramos na **figura 13**.

É claro que a reatância depende da freqüência e, como a que se tem mais à disposição é a da rede, os multímetros que têm escala para indicação de capacitância ou indutância indicam a freqüência em que é válida a medida. No caso do multímetro da **figura 14**, o aluno pode observar que a 4ª escala é para indicação de capacitância. À esquerda da escala está indicado que o resultado deve ser lido em μF (microfarads) e que a freqüência deve estar compreendida entre 50 a 60 Hz. À direita, o aluno encontra as indicações "ON AC 250 V" e "ON AC 10 V". Isto significa que para a medida de capacitores de até 0,006 μF, deve-se usar uma fonte de 250 V CA, colocar a chave de alcance na posição de 250 V CA e ler o valor da capacitância na parte superior da escala de capacitância. Analogamente, na medida de capacitores de até 2 μF deve-se usar uma fonte de 10 V CA, colocar a chave nesse alcance e ler o resultado na parte inferior da escala.

Deve-se observar que os capacitores de menor capacitância são medidos com fonte externa de maior tensão. Isto era de se esperar, uma vez que, quanto menor a capacitância, maior será a reatância e, portanto, a queda de tensão no capacitor.

Para a reatância indutiva o fenômeno é inverso, isto é, quanto maior a indutância, menor será a queda de tensão; conseqüentemente, o sentido da leitura, na escala da indutância, é contrário ao da capacitância.

Embora nem todos os multímetros tenham a escala de capacitância e/ou indutância, é bastante simples construí-la. Basta escolher um alcance, impor valores para as capacitâncias e calcular a indicação de tensão do instrumento.

Esse cálculo se faz pela expressão:

$$V = \frac{V_a}{\sqrt{1 + \frac{X^2_c}{R^2_i}}}$$

onde V_a é a tensão no alcance escolhido, ou seja, a tensão de fim de escala que, naturalmente, será a mesma da fonte de CA externa, X_c é a reatância determinada pela expressão:

$$X_c = \frac{1}{6{,}28 \times F \times C}$$

onde F é a freqüência da rede e C a capacitância escolhida em μF; por fim R_i é a resistência oferecida pelo instrumento. Não se deve esquecer que essa resistência é igual ao produto da sensibilidade pelo alcance.

Por exemplo, vamos supor que quiséssemos marcar o ponto correspondente a 0,04 μF na escala do instrumento mostrado na figura 14.

Para isso devemos calcular qual a tensão que o instrumento registraria.

Vamos escolher o alcance de 10 V, já que 0,04 μF é um valor relativamente alto de capacitância.

A reatância, na freqüência de 50 Hz, é:

$$X_c = \frac{1}{6{,}28 \times F \times C} = \frac{1}{6{,}28 \times 50 \times \frac{0{,}04}{1\,000\,000}}$$

$$X_c = \frac{1\,000\,000}{12{,}56} \cong 80\,000\ \Omega$$

$$R_i = S \times V_a$$

Como o instrumento mencionado tem sensibilidade de 8 000 Ω/V na medida de CA e V_a = 10 V, porque o alcance escolhido foi esse, resulta:

$$R_i = 8\,000 \times 10 = 80\,000\ \Omega$$

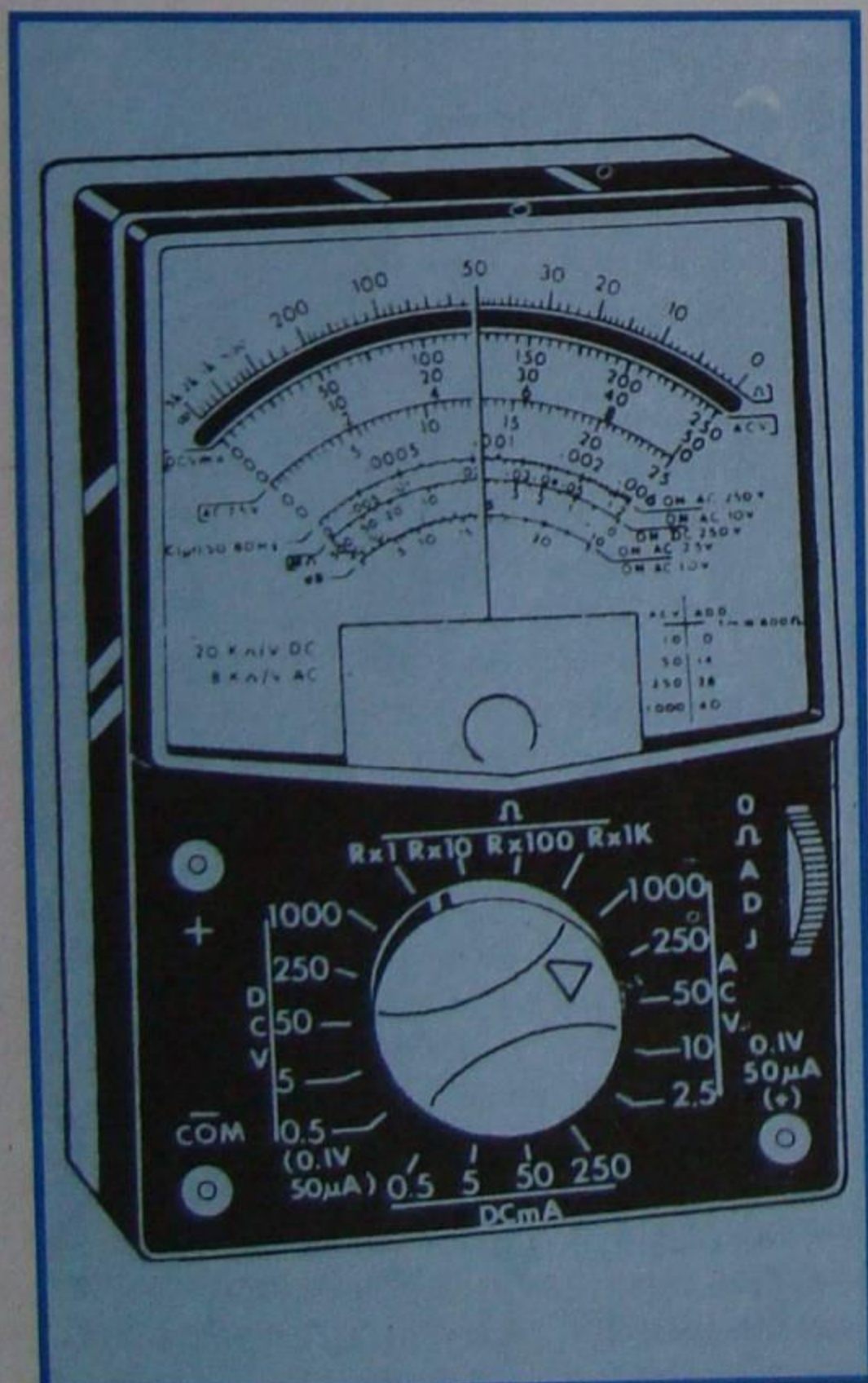
Substituindo esses valores na fórmula:

$$V = \frac{V_a}{\sqrt{1 + \frac{X^2_c}{R^2_i}}}$$

teremos:

$$V = \frac{10}{\sqrt{1 + \frac{(80\,000)^2}{(80\,000)^2}}} = \frac{10}{\sqrt{1+1}} =$$

$$V = \frac{10}{\sqrt{2}} = \frac{10}{1{,}41} = 7{,}09 \text{ volts}$$

Se o aluno ligar, por uma reta, o ponto correspondente a 7,09 V CA ao eixo de rotação do ponteiro, verificará que a reta corta a escala das capacitâncias na indicação de 0,04 μF, comprovando que a escala está correta. É claro que, se estivéssemos graduando a escala, marcaríamos, sobre o ponto de encontro da reta com ela, o valor 0,04 μF. Faríamos os mesmos

cálculos para uma série de valores e teríamos a escala finalmente concluída.

Nossa, intenção, com este exemplo, é permitir, ao aluno que possui um multímetro, aumentar seu campo de aplicação, dotando-o com uma escala para medida direta de capacitância e indutância.

Como observação final, devemos alertar o aluno para o fato de que os capacitores eletrolíticos não podem ser medidos por método, pois, como o aluno sabe, eles são polarizados e se estragam, se submetidos a CA.

c) Medida de decibel

Quase todos os multímetros de emprego corrente em eletrônica apresentam uma escala graduada em decibéis e indicada em dB. Essa graduação corresponde a uma relação logarítmica de potência, como o aluno sabe da definição de decibel.

Em outras palavras, podemos afirmar que a medida de decibel é efetuada por comparação da potência desconhecida com uma outra tomada como referência.

Como potência de referência é tomado o valor 0,001 W (1 mW). A este valor corresponde o 0 (zero) da escala de decibel.

Observando essa escala no instrumento mostrado na figura 14, por exemplo, o aluno nota que à esquerda do zero os valores de db são negativos e a direita são positivos. Quando em uma medida o ponteiro estaciona nos números negativos, isto significa que o amplificador está atenuando o sinal, ou seja, está reduzindo a potência, e não aumentado.

Se parar no 0, não haverá atenuação nem amplificação e, se parar nos números positivos, haverá, de fato, amplificação de potência.

Como o instrumento apenas acusa tensão de CA, é óbvio que uma graduação de potência só é possível se comparada com a tensão que produz essa potência. Por outro lado, uma dada tensão produz potências diferentes em cargas distintas; por isso é, antes de mais nada, necessário fixar o valor da carga. Esse valor é fixado pelos fabricantes de multímetros em 600 Ω. Daqui resulta uma observação importante:

"Os números de dB indicados na escala só têm significado quando a carga de onde se faz a medida é de 600 Ω".

Com uma carga de 600 Ω é necessário aplicar 0,775 V, aproximadamente, para se ter 0,001 W. Devido a isto, o aluno pode observar que a marcação de 0 dB cai sempre sobre 0,775 V no alcance em que se faz a medida.

A escala de dB é graduada para um certo alcance, geralmente 10 VCA. No caso particular do instrumento da figura 14, o aluno pode observar que foi graduada para os alcances de 2.5 e 10 VCA.

Quando o alcance, para o qual foi graduada a escala de dB, é insuficiente, é necessário mudá-lo para um maior. Neste caso, o valor lido não deve ser multiplicado pelo fator de escala mas somado com um número que geralmente vem indicado sob forma de tabela no próprio painel do aparelho.

A medida de decibéis é feita encostando-se as pontas de prova na saída do amplificador e lendo-se o valor indicado na escala correspondente. A prática é a seguinte:

Liga-se um gerador ao amplificador, cuja entrada seja 600 Ω, e ajusta-se o sinal do gerador de modo que o multímetro, com as pontas de prova em paralelo com a entrada, marque 0 dB. Agora, transferem-se as pontas de prova para a saída do amplificador - também com carga de 600 Ω - e lê-se o valor indicado na escala de dB. Esse valor corresponde ao ganho ou atenuação em dB. Se se deseja o ganho em valor numérico, basta transformar o logaritmo em número ou consultar uma tabela onde esse cálculo já esteja pronto.

Na medida de **dB**, uma vez ajustado o zero para a escala indicada pelo fabricante, deve-se passar a chave de funções para a posição de maior alcance e diminuí-la, gradativamente, durante a medida, para que o ponteiro estacione em uma região de fácil leitura.

Na medida de potência na escala de dB é necessário observar o seguinte:

1º) Quando o ponto de onde se extrai tem também corrente contínua, como o coletor (ou emissor) dos transistores de saída, é necessário intercalar um capacitor para bloqueá-la. Quase sempre, o multiprovador tem uma entrada especial para dB (borne denominado out-put), onde está ligado o capacitor de bloqueio; caso contrário, o operador deve ligá-lo.

2º) Quando a impedância do amplificador sob prova é diferente de 600 Ω, pede-se efetuar medida comparativa na escala de dB. Para isso, toma-se uma posição arbitrária do ponteiro para início de leitura, e as subseqüentes se referirão a ela.

Com esta lição especial esperamos ter dado ao aluno o restante dos elementos necessários e suficientes para a operação de qualquer tipo de multímetro, independentemente de sua procedência.

VOLTÍMETRO ELETRÔNICO

O instrumento de bobina móvel do tipo multitester ou multiprovador tem o inconveniente de "carregar" o circuito sob prova, ou seja, de retirar uma parte da corrente do circuito sob teste e, com isso, falsear as conclusões. Com isto é fácil concluir que a medida será tanto mais correta quanto maior for a sensibilidade do multímetro.

Os multiprovadores comerciais evoluíram muito nestes últimos tempos, pois, de sensibilidade de 1 000 Ω/V, atingiram a 100 000 Ω/V, em nossos dias. Mesmo assim, essa sensibilidade é insuficiente, quando se pretende fazer uma medida de tensão nos extremos de uma carga de resistência muito alta, utilizando alcance baixo do aparelho. A melhora da sensibilidade do multímetro que utiliza instrumento de bobina móvel implica o uso de medidor mais sensível e, conseqüentemente, mais caro. Foi para resolver o problema que se criou o instrumento bastante popular conhecido como **voltímetro eletrônico**, que descreveremos a seguir.

I - Voltímetro eletrônico

A idéia de se utilizar um transistor em um instrumento de medida de tensão, se fundamenta no fato de que o transistor é um dispositivo capaz de amplificar, sem retirar corrente da fonte de tensão aplicada em sua base. Isto é válido, desde que a corrente de base é desprezível e por isso, ela não "carrega" a fonte de tensão. Por outro lado, a corrente de coletor sofre variações sensíveis com a modificação da tensão de base (tensão a ser medida) e, utilizando no coletor ou emissor um galvanômetro de bobina móvel, que não precisa ser de grande sensibilidade, podemos registrar essas variações de corrente. Basta graduar a escala do instrumento em função da tensão de entrada e teremos um medidor de grande sensibilidade.

O circuito mais simples que se pode propor para o voltímetro eletrônico é aquele da **figura 15**.

Quando se aplica tensão à base do transistor, essa tensão é amplificada e modifica a corrente que passa pelo circuito de coletor, onde é intercalado um miliamperímetro.

A resistência de entrada corresponde exclusivamente ao resistor de polarização de base R_b. Adotando-o com valor bem elevado, sua influência na medida será pequena. Fazendo-se R_p variável, é possível levar o transistor ao corte, isto é, levar o ponteiro do miliamperímetro para o zero da escala. Agora, aplicando tensão positiva à base

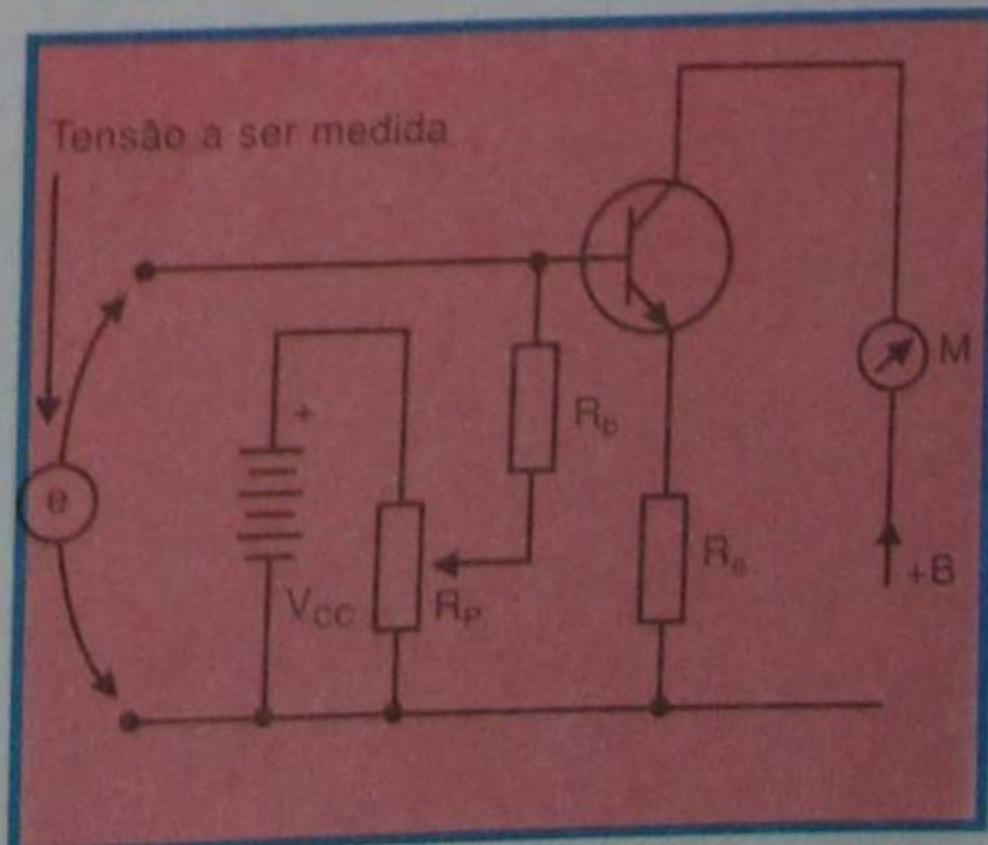



Figura 15 - Circuito básico de multímetro eletrônico.

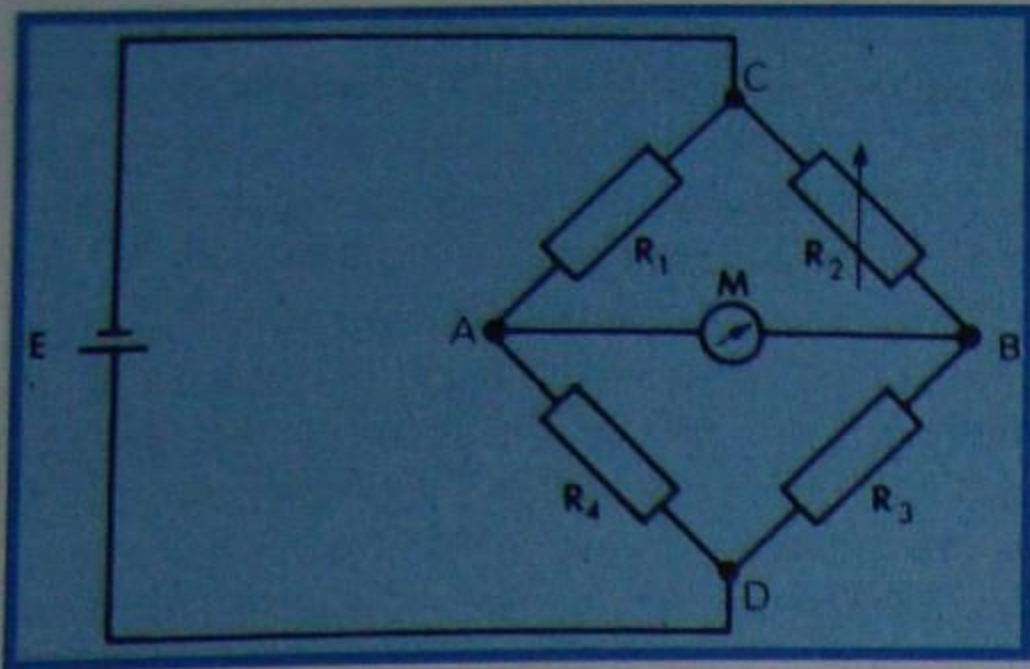



Figura 16 - Ponte de Wheatstone.

do transistor, ele sairá do corte e circulará corrente pelo miliamperímetro. Sendo a corrente proporcional à tensão aplicada, pode-se graduar a escala do instrumento em função dessa tensão.

O circuito da figura 15 tem apenas interesse teórico. Na prática, o mais utilizado é o circuito denominado **em ponte.**

O aluno se recorda, de outra lição de nosso curso, onde vimos que a ponte de Wheatstone é formada por quatro resistores ligados, como reproduzimos na **figura 16**. Como R_1 e R_4 e R_2 e R_3 formam divisores de tensão para a mesma tensão **E**, é possível combinar os valores deles, de modo que a tensão em **A** seja igual à tensão em **B**, e não circule corrente por **M**. Quando isso acontece, dizemos que a ponte está em equilibrio. Fazendo-se variar um dos resistores, R_2, por exemplo, a ponte se desequilibra e o instrumento acusa corrente, que pode ser graduada em função da tensão como se sabe.

O voltímetro eletrônico utiliza esse princípio para a medida de tensão, sendo que dois dos resistores são substituídos por dois transistores. O circuito básico é aquele que mostramos na **figura 17**.

O funcionamento do circuito é o seguinte: Vamos admitir que os dois transistores sejam idênticos, bem como os dois resistores de emissor. Nestas condições, não se aplicando tensão à base de T_1, as correntes de repouso serão as mesmas e a diferença de tensão entre **A** e **B** será nula, ou seja, o voltímetro ligado entre **A** e **B** não acusará tensão.

Suponhamos, agora, que seja aplicada tensão positiva à base de T_1. Imediatamente aumentará a corrente de coletor de T_1 e o potencial do ponto A ficará diferente daquele do ponto B,

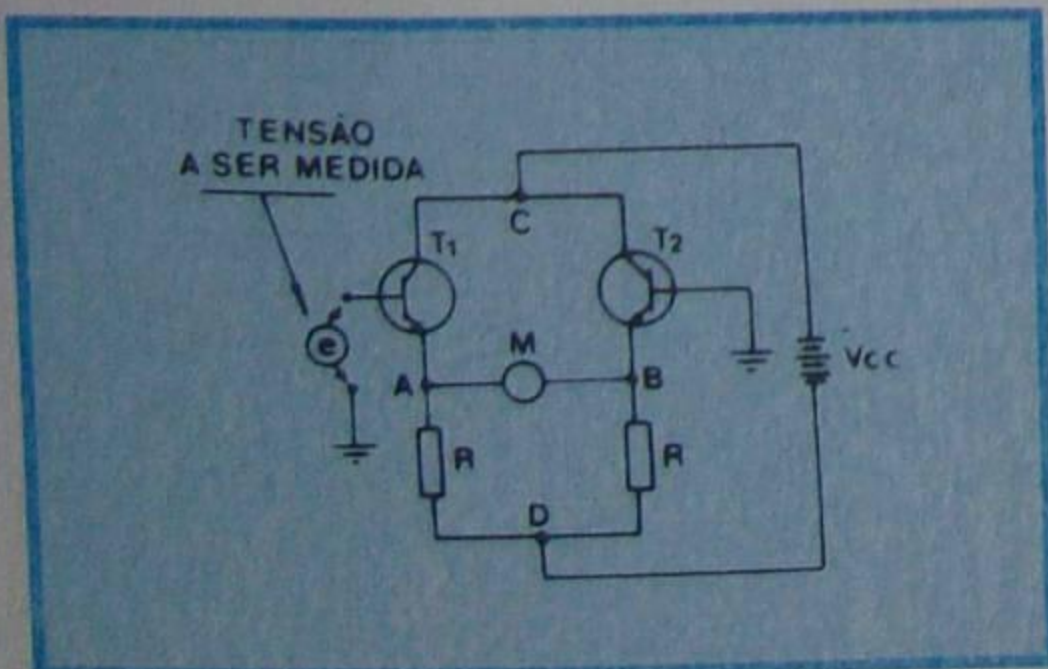



Figura 17 - "Ponte de Wheatstone transistorizada.

provocando a deflexão o ponteiro do voltímetro, ou seja, o desequilibrio da ponte.

O circuito básico da **figura 17** é o mais adotado pelos fabricantes de voltímetro eletrônicos e servirá de base para nosso estudo.

II - Funções do voltímetro eletrônico

Sua principal função é, evidentemente, medir tensões, tanto contínua como alternada. Entretanto, seu circuito pode ser adaptado para medidas de resistência, medida relativa de potência (decibéis), etc. Em sendo assim, o voltímetro eletrônico pode ser considerado, também como um multímetro, e costuma ser mais propriamente denominado de **multímetro eletrônico.**

Passemos a analisar, separadamente, as funções principais desempenhadas pelo multímetro eletrônico comum, que são: voltímetro de CC, voltímetro de CA, ohmímetro e medidor de db (decibéis).

a) Voltímetro de CC

O esquema prático do voltímetro eletrônico para a medida de tensão contínua é aquele que mostramos na **figura 18**. Fundamentalmente, esse circuito é análogo ao da figura 17. Como o aluno nota, são usados dois transistores iguais, T_1 e T_2, em dois braços da ponte, e dois resistores também iguais, R_7 e R_{11}, nos outros dois braços. Entre os emissores está ligado o miliamperímetro M. O resistor R_8, em série com o miliamperímetro, permite ajustar sua sensibilidade ou, melhor dizendo, evitar que passe por ele corrente superior ao alcance máximo.

Esse ajuste é feito uma única vez e, por isso, R_8 é colocado no interior do aparelho.

Os resistores de emissor, R_7 e R_{11}, que formam os dois braços da ponte, estão em série com o resistor variavel R_9, o qual compensa o desequilibrio de corrente (sem tensão aplicada à base de T_1) que possa haver em conseqüência de pequenas diferenças entre as características dos transistores e também entre os valores reais de R_7 e R_{11}. Atuando sobre R_9, ajusta-se o ponteiro na posição zero Volt: por esse motivo, é chamado de potenciômetro de ajuste de zero. Trata-se de um controle que deve ser ajustado sempre que se efetua uma medida; portanto, ele deve ser facilmente acessível ao operador, sendo, por isso, situado no painel do instrumento.

O resistor R_{10} serve para introduzir realimentação negativa, que estabiliza o amplificador e torna a escala linear. R_{12} é o resistor de base de T_2 e C_2 é um capacitor que aterra a base para as tensões de RF. R_6 e C_1 formam um filtro que elimina qualquer CA presente na base T_1.

Os resistores R_{13} e R_{14} atuam como "bleeder", ou seja, carregam, o +B com a finalidade de estabilizá-lo.

Finalmente chegamos ao divisor de tensão composto, pelos resistores desde R_1 até R_5, em série.

Neste ponto, o aluno deve observar que a resistência de entrada do voltímetro é igual à resistência total do divisor de tensão.

Em vista disso, é hábito especificar a sensibilidade do voltímetro eletrônico pelo valor de sua impedância ou resistência de entrada, e não em ohms por Volt, como se faz para os multímetros. Na grande maioria dos instrumentos comerciais, a impedância de entrada corresponde de 10 a 11 MΩ. A prática comum é adotar 1 MΩ para R_1 e fazer a soma de R_2 a R_5 igual a 10 MΩ, o que dá o valor usual de 11 MΩ para a impedância de entrada do voltímetro eletrônico.

A chave comutadora Ch permite escolher o alcance desejado.

Observe que a impedância de entrada é sempre a mesma, para qualquer alcance, o que não acontece com os multiprovadores descritos anteriormente. Assim, se procede as medidas nas escalas de 5 a 500 V, por exemplo, com um voltímetro eletrônico de 11 MΩ de impedância, essa será a carga que o instrumento vai impor à fonte. Por outro lado, essa mesma medida feita em um multímetro de 20 KΩ/V implicará em carga de 5 x 20 000 = 100 000 Ω na escala de 5 V e de 500 x 20 000 = 10 000 000 Ω na escala de 500 V. Como se pode concluir, para escala de 500 V os dois instrumentos são equivalentes, mas, para a de 5 V, o eletrônico dará precisão muitíssimo maior.

O resistor R_1 costuma ser inserido no interior da ponta de prova e é chamado de **resistor de isolação** de circuitos. A função desse resistor é evitar que o circuito sob prova aja no circuito do voltímetro, e vice-versa.

A chave comutadora Ch permite escolher o alcance desejado tomando do circuito divisor a mesma tensão máxima para qualquer posição. Essa tensão está geralmente entre 1 ou 2 Volts.

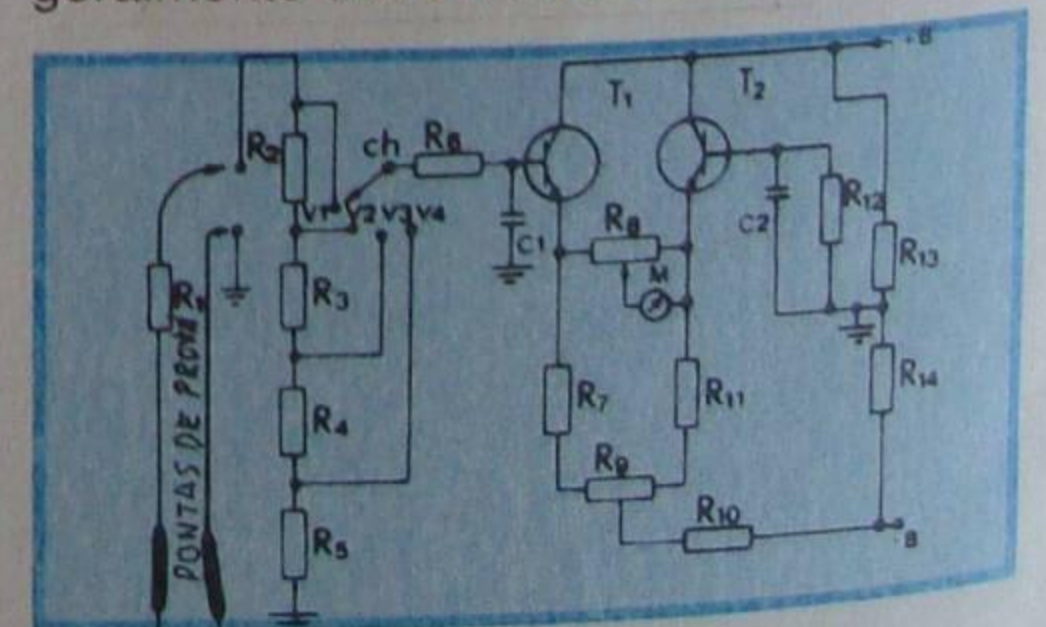



Figura 18 - Voltímetro eletrônico para tensão contínua

Em função dessa voltagem é determinada a rede divisória. O cálculo dos resistores é bastante simples.

À guisa de orientação para as montagens particulares do aluno, vamos mostrar como se determinaria a rede divisora para três alcances. Evidentemente, para maior número de alcances basta repetir a marcha de cálculo.

Suponhamos, portanto, que esteja fixada em 2 Volts a tensão máxima que se pode aplicar à base do primeiro transistor e queremos que o voltímetro tenha três alcances, a saber: 5 V, 50 V e 500 V.

O circuito do voltímetro pode ser aquele da figura 18, com o divisor de tensão que reproduzimos na **figura 19**. Admitamos que a resistência total seja de 11 MΩ, ou seja, que $R_1 + R_2 + R_3 + R_4$ tenha esse valor.

O aluno se recorda de que, cada um deles é como se fosse dois resistores, a tensão em um deles é dada por:

$$e_x = e_f \frac{Rx}{RT}$$

onde e_x é a tensão que desjamos, e_f é a da fonte, R_x é a resistência onde se recolhe a tensão e_x e R_T a resistência total, no caso, a soma dos dois resistores.

Como desejamos, o valor da resistência, já que conhecemos as duas tensões e a resistência total, podemos escrever a fórmula anterior assim:

$$R_x = \frac{e_x}{e_T} RT \qquad (1)$$

Aplicaremos essa fórmula para determinar os resistores do divisor da figura 19.

Comecemos pelo resistor R_4. Sabemos que a tensão nele, ou seja, e_4 é de 2 Volts; que e_r - tensão máxima que desejamos medir - é de 500 V; e que R_T é de 11 MΩ.

Substituindo esses valores na fórmula, virá:

$$R_4 = \frac{2}{500} \times 11\ M\Omega = \frac{2 \times 11\ 000\ 000}{500}$$

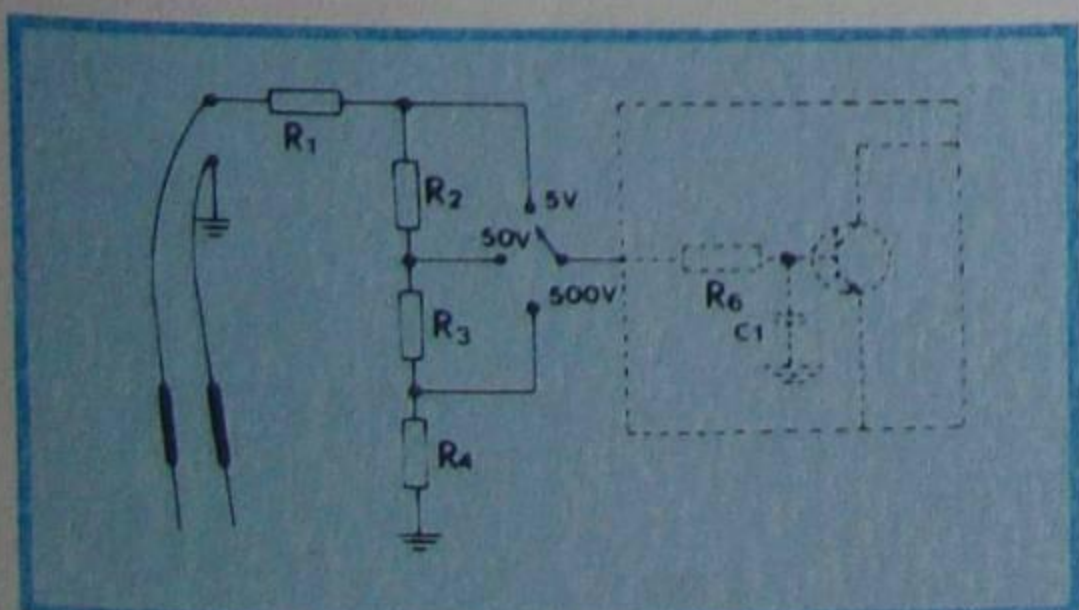



Figura 19 - Exemplo de cálculo.

$$R4 = \frac{220\ 000}{5} = 44\ 000\ \Omega$$

Para calcular R_3, basta substituir e_1 por 50 V, efetuar a conta e subtrair R_V. Vem:

$$R_3 = \frac{2}{50} \times 11\ 000\ 000 - R_4$$

$$R_3 = 440\ 000 - 44\ 000 = 396\ 000\ \Omega$$

O valor de R_2 é calculado da mesma maneira, lembrando que e_f agora, é 5 V e que, do valor calculado pela fórmula (1), se deve descontar a soma de R_3 com R_4. Teremos:

$$R_2 = \frac{2}{5} \times 11\ 000\ 000 - 440\ 000$$

$$R_2 = 4\ 400\ 000 - 440\ 000 = 3\ 960\ 000\ \Omega$$

Finalmente, para que a resistência total seja de 11 MΩ, o resistor R_1 deverá ser de:

$$R_1 = 11\ M\Omega - (R_2 + R_3 + R_4)$$

$$R_1 = 11\ 000\ 000 - (3\ 960\ 000 + 369\ 000 + 44\ 000)$$

$$R_1 = 11\ 000\ 000 - 4\ 400\ 000 = 6\ 600\ 000\Omega$$

Para evitar o emprego do resistor separador tão elevado, podemos fixá-lo em 1 MΩ e ligar em série, dentro do aparelho, um resistor de 5M6. O circuito final seria o mostrado na **figura 20**. Como se percebe, é bastante simples a determinação dos resistores para qualquer alcance; todavia, na prática o problema está em se encontrar os resistores com os valores necessários dentro da precisão (tolerância) requerida, que é de 1% ou menos. Em vista disso, na construção caseira do voltímetro eletrônico, é conveniente partir de valores padronizados de resistores e fazer associações para obter as resistências desejadas.

b) Voltímetro de CA

Exatamente como se faz nos multiprovadores descritos anteriormente, mede-se a tensão alternada com o voltímetro eletrônico, transformando-a previamente em tensão contínua através de um circuito retificador. A presença do diodo retificador abaixa a impedância de entrada do voltímetro eletrônico nas medidas de CA. Essa impedância fica da ordem de 1 MΩ e, embora seja bem mais baixa que para as medidas em CC, ainda é superior a dos multiprovadores comuns de grande sensibilidade.

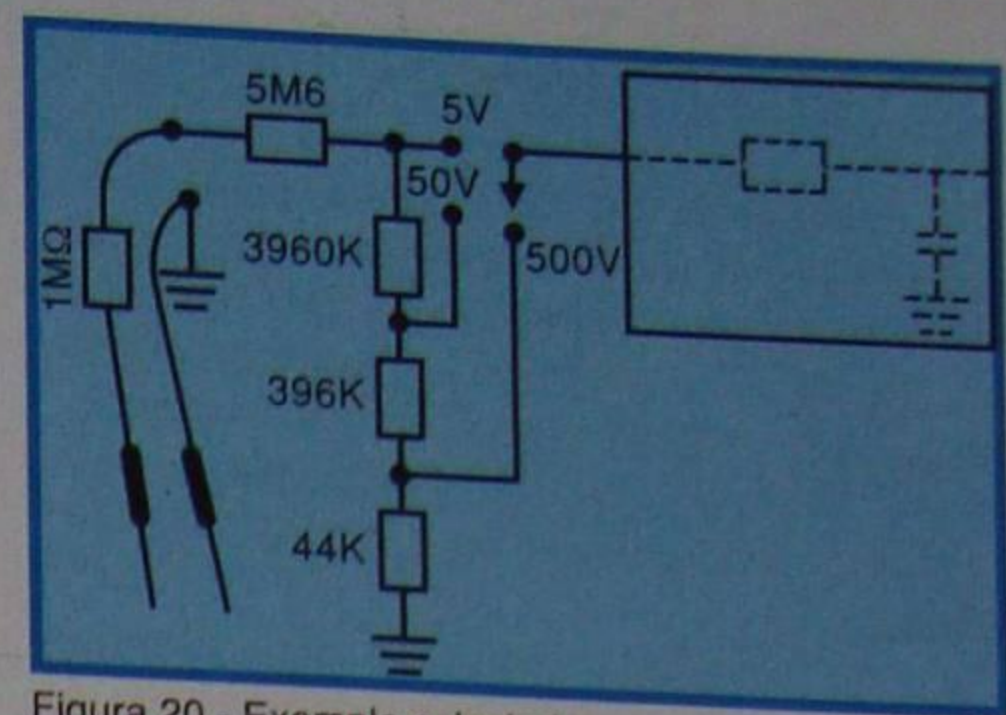



Figura 20 - Exemplo calculado.

Um circuito retificador bastante comum nos aparelhos comerciais é aquele que mostramos na **figura 21**.

O capacitor C bloqueia a corrente contínua. O resistor R_1, é a carga do diodo retificador D_1, e sobre ele se recolhe a tensão retificada.

O diodo D_2 atua como balanceador, com a finalidade de eliminar os efeitos do potencional de contato que faria aparecer uma diferença de tensão entre a base do transistor da ponte e a massa. O resistor R_3 permite efetuar o balanço. Esse resistor é colocado internamente no aparelho. O resistor R_2 serve como separador.

Quando se efetuam medidas de CA, é necessário utilizar ponta de prova sem resistência de isolação; por isso, é normal os voltímetros eletrônicos possuírem duas pontas de prova, sendo uma para CC - com resistência separadora - e outra para CA - sem resistência separadora. Se o instrumento tiver um único par de pontas de prova, isto significará que a resistência separadora é interna ao aparelho.

A escala de CA é graduada em função do valor eficaz da tensão e, por isso, é muito freqüente utilizar uma só, tanto para CA como para CC.

A tensão do retificador é aplicada à base do transistor da ponte através de um divisor de tensão semelhante ao que descrevemos para a CC. Em alguns aparelhos, é elaborado arranjo tal que a mesma rede divisora de tensão sirva tanto para a CC como para CA.

Em alguns circuitos, a compensação do potencial de contato é conseguida aplicando-se ao retificador uma pequena tensão positiva retirada da fonte de alimentação do aparelho.

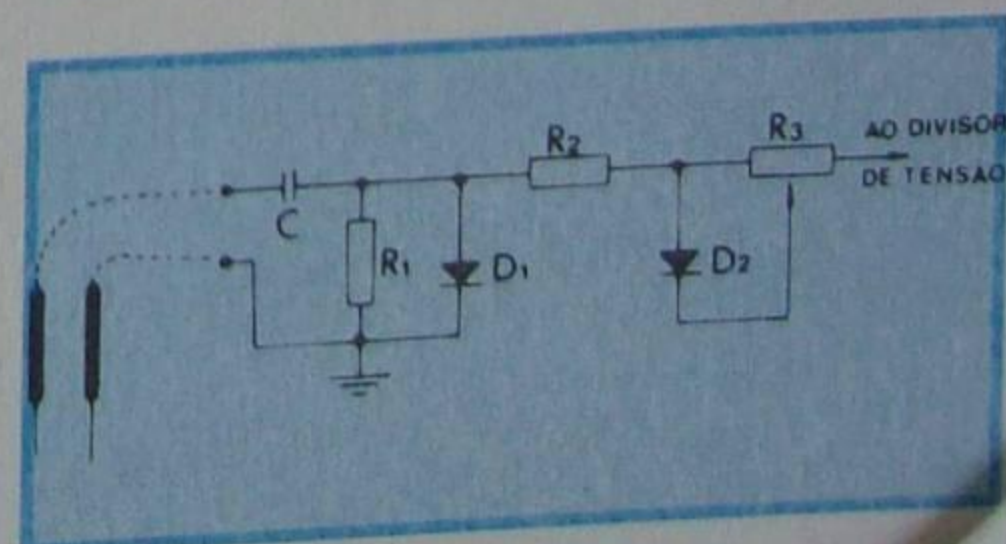



Figura 21 - Circuito retificador.

c) Ohmímetro

Sabemos que a queda de tensão nos extremos de um resistor é proporcional ao valor da corrente e de sua resistência. Impondo a corrente e medindo a queda de tensão, podemos determinar a resistência. Esse é o principio utilizado no ohmímetro eletrônico para a medida de resistência.

O circuito básico da quase totalidade dos aparelhos comerciais é aquele que mostramos na **figura 22.**

Como se pode observar, trata-se de um divisor de tensão onde a fonte é constante. Tal fonte é constituída por uma pilha de 1,5 V, invarialmente. Com os terminais **A** e **B** em vazio, ou seja, sem a resistência a ser medida, a tensão da pilha é totalmente aplicada à base do transistor da ponte e o ponteiro atinge sua máxima deflexão. Com a resistência nula, ou seja, pontos **A** e **B** curto-circuitados, a tensão na base do transistor será nula e o ponteiro defletirá para o zero da escala. Para qualquer outro valor de tensão, ou seja, quando se intercala resistência que não seja nula nos pontos, **A** e **B**, a tensão na base estará compreendida entre 0 V e 1,5 V (tensão da pilha) e o ponteiro indicará essa tensão. Graduando-se a escala em função da resistência que provocou a deflexão, tem-se um método rápido e prático para posteriores medidas.

Os resistores R_1, R_2, R_3 e R_4 da figura 22 são chamados de **resistores de referência.** Geralmente se adota um resistor de 10 Ω para a referência de medida de resistências baixas. Seu alcance é indicado no painel por RX1. Isso significa que o valor lido na graduação da escala corresponde ao da resistência medida. Adotando-se referência 10 vezes maior, aumenta-se o alcance em 10 vezes, 1 000 vezes maior, aumenta-se em 1 000 vezes, e assim por diante. No painel, o alcance é indicado por RX10, RX100, RX1 000, etc.

Também no multímetro eletrônico, consegue-se medida de melhor precisão no alcance em que é possível efetuar a leitura mais ou menos no centro da escala.

d) Medida de decibéis

Nesta função, a leitura é efetuada com o instrumento atuando como voltímetro de tensão alternada. Todas as considerações que fizemos para o multímetro analógico valem para este caso; portanto, julgamos supérflo repeti-las.

III - Uso do voltímetro eletrônico

a) Medida de tensão contínua

Para medir tensão contínua, coloca-se a chave na função de V_{CC} e ajusta-se o potenciômetro de balanço, que é acessível ao operador, até que o ponteiro se estabilize no zero da escala. Esse potênciometro, colocado no painel, vem indicado por "zero adj" ou "0 ADJ", nos instrumentos estrangeiros, ou por "aj zero", nos de origem nacional. Isto posto, coloca-se a chave de alcance na posição desejada, encosta-se a ponta de prova positiva no terminal + (positivo) da fonte cuja tensão se deseja medir, a negativa no - (negativo) da fonte e efetua-se a leitura. Caso o ponteiro deflita para o lado contrário, passa-se a chave de funções para a posição -V ou $-V_{CC}$.

Quando não se conhece a ordem de grandeza da tensão a ser medida, deve-se começar pelo alcance mais elevado e diminuí-lo progressivamente, de um modo que a leitura caia mais ou menos no centro da escala. Uma vez determinado o alcance por esse processo, é conveniente reajustar o zero e efetuar a medida definitiva.

b) Medida de tensão alternada

Essa medida se fará exatamente como se fosse tensão contínua. Se o aparelho possuir uma escala especial para CA, a leitura deverá ser efetuada nessa escala.

Observação: A escala de CA é graduada em função da tensão retificada senoidal. Quando se efetuam medidas de tensão de onda complexa, como na saída de um amplificador, por exemplo, se essa onda não for simétrica, serão obtidos valores diferentes, quando invertidas as pontas de prova. Isto é normal; portanto o aluno não deve estranhar, ou julgar que o multímetro esteja defeituoso.

c) Medida de resistência

Esta medida deve ser feita a frio, isto é, com o circuito a que ela pertence desligado da fonte. É conveniente desligar um dos lides do resistor, para que o restante do circuito **não influa** no valor da resistência.

Com a chave de funções na posição de resistência (Ohms) e de alcance na posição adequada, encostam-se as pontas de prova nos extremos do resistor a ser medido. Lê-se o valor na escala de Ohms. Como de hábito, a indicação mais precisa se dará quando o ponteiro estacionar mais ou menos na metade da escala.

d) Observações

1ª) Não insistimos no processo de ligação das pontas de prova nas diversas medidas, porque o assunto foi exaustivamente tratado.

2ª) Como o aluno percebeu, não fizemos nenhuma referência à medida de corrente contínua com o multímetro eletrônico. Assim foi, porque esse instrumento não é usado para a medida direta de corrente, uma vez que sua resistência de entrada é muito alta. Embora isso, é possível que o aluno encontre algum multímetro eletrônico onde há função de medidor de CC. Em tais aparelhos, geralmente essa função é executada como ensinamos anteriormente, onde se aproveita o instrumento de bobina móvel do multímetro para a indicação de corrente. Não se trata, portanto, de miliamperímetro eletrônico.

Isto não significa que seja impossível a medida da corrente com o multímetro eletrônico. Ela pode ser efetuada de maneira indireta, ou seja, através da queda de tensão nos extremos de um resistência conhecida. Contudo, repetimos, não é usual essa função nos multímetros eletrônicos comerciais.

3º) Devemos chamar a atenção do aluno para as vantagens do multímetro eletrônico sobre o multiprovador de quadro "móvel", que são elevada resistência de entrada e, como decorrência, sua grande precisão de medida.

4º) Existem atualmente multímetros eletrônicos digitais, que são aparelhos onde a medida é mostrada diretamente em números. Nesses aparelhos, o instrumento indicador é substituído por circuitos lógicos. Tais aparelhos, bastante sofisticados, são caros, mas é provável que num futuro não muito remoto eles venham a competir em preço com os atuais, que utilizam galvanômetro de quadro móvel. Sob o ponto de vista de facilidade de uso e de precisão, não há dúvida de que os multímetros digitais são infinitamente superiores aos de quadro móvel.

MULTÍMETROS DIGITAIS

Como citamos anteriormente, os multímetros digitais são aparelhos de medida cuja leitura é feita diretamente através de um mostrador.

Este tipo de instrumento, bastante sofisticado, faz uso de circuitos digitais para a interpretação e posterior mostragem da leitura efetuada. Como a finalidade do curso é de preparar o aluno, com conhecimentos teóricos e práticos, sobre a eletrônica básica, não nos aprofundaremos na área da eletrônica digital. Porém iremos apresentar ao aluno alguns circuitos digitais e tecer alguns comentários sobre seu método de funcionamento; além de sugerir a montagem de um voltímetro digital, para que o aluno possa começar a treinar o manuseio deste tipo de equipamento.

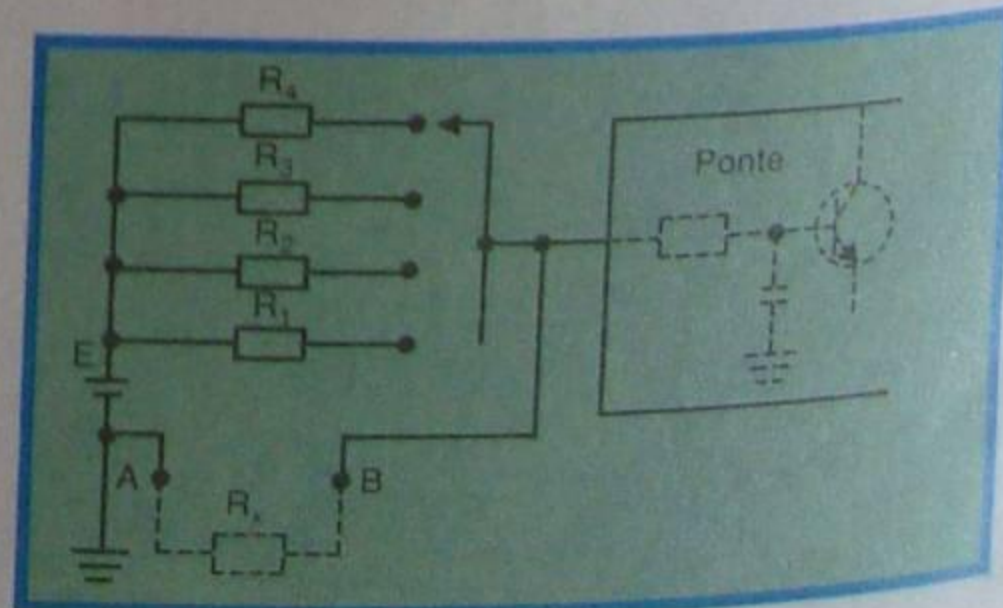



Figura 22 - Circuito básico de um ohmímetro.